

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta strojní



Ing. Přemysl MATOUŠEK

**POLOHOVÁ REGULACE
PNEUMATICKÉHO SERVOSYSTÉMU**

DISERTAČNÍ PRÁCE

Liberec 2012

Obor: 2301V301 Výrobní systémy a procesy

Zaměření: Aplikovaná kybernetika

**POLOHOVÁ REGULACE
PNEUMATICKÉHO SERVOSYSTÉMU
POSITION CONTROL OF PNEUMATIC
SERVOSYSTEM**

Ing. Přemysl MATOUŠEK

Školitel: prof. Ing. Miroslav Olehla, CSc.

Počet stran.....	119
Počet příloh.....	37
Počet obrázků.....	67
Počet tabulek.....	6
Počet rovnic.....	203

Anotace

Disertační práce se zabývá problematikou identifikace a řízení pneumatických systémů. Teoretická část práce nejdříve v krátkosti představuje servomechanismy a poté blíže pojednává o identifikaci dynamických systémů. Pozornost je věnována především rekurzivním identifikačním metodám, protože tvoří součást adaptivních regulátorů opírajících se o znalost matematického modelu řízené soustavy. Metodika návrhu jednotlivých adaptivních regulátorů je uvedena v závěru teoretické části.

Úvod praktické části je věnován popisu pneumatické soustavy tvořené přímočarým pohonem a proporcionálním průtokovým ventilem. Práce se následně zabývá metodami jednorázové identifikace parametrů přenosu, podle něhož jsou seřizeny parametry regulátoru s pevně danou strukturou. V další části práce jsou porovnány metody průběžné identifikace použité k odhadu parametrů stochastických diskrétních modelů. Vyhodnocením je určena metoda, která je používána při adaptivním způsobu řízení. V části zabývající se řízením pneumatické soustavy jsou vyhodnoceny regulační pochody dosažené s adaptivními regulátory a regulátorem s pevně danou strukturou. Na základě výsledků vyhodnocení je určen optimální regulátor, který je doplněn o kompenzace některých nelineárních vlastností pneumatické soustavy a jeho činnost je ověřována i při zatěžování této soustavy. V závěru praktické části je popsán návrh řídicí jednotky, do níž byl regulátor pneumatického systému implementován, a zároveň je ověřena funkčnost této jednotky.

Klíčová slova: pneumatický servomechanismus; identifikace soustavy; adaptivní regulace; kompenzace nelinearit;

Summary

The dissertation deals with the problems of identification and pneumatic systems control. The theoretic part at first briefly presents servomechanisms and then in more detail talks about the identification of dynamic systems. Attention is primarily paid to recursive identification methods because they constitute adaptive controllers based on the knowledge of mathematical model of the controlled system. The methodology of the design of the individual adaptive controllers is mentioned in the end of the theoretical part.

The introduction of practical part is devoted to the description of pneumatic system constituted by the linear drive and proportional directional valve. The thesis then deals with the methods of online identification of the transfer parameters according which the controller with fixed structure parameters are adjusted. The next part describes the methods of recursive identification that is used for the estimation of stochastic discrete models parameters. The method which is used during the adaptive control is set by the evaluation. In the part dealing with the control of the pneumatic system the control processes achieved with the adaptive controller and the controller with fixed structure are evaluated. The optimal controller is set on the basis of the evaluation results, this controller is refilled of the compensations of some nonlinear characteristics of pneumatic system and its working is verified also during the ballasting of this system. The design of the control unit into which the controller of the pneumatic system is implemented and also the verification of the function of this unit is described in the final part.

Key words: pneumatic servomechanism; system identification; adaptive control; nonlinearities compensation

Prohlášení

Byl jsem seznámen s tím, že na mou doktorskou práci se vztahuje zákon č.121/2000 o právu autorském, zejména §60 (školní dílo) a §35 (o nevýdělečném užití díla k vnitřní potřebě školy).

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé práce a prohlašuji, že **souhlasím** s případným užitím mé práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom toho, že užití své doktorské práce, či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený licenční příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

V Liberci 5. července 2012

.....
Ing. Přemysl Matoušek

Místopřísežné prohlášení

Místopřísežně prohlašuji, že jsem doktorskou práci vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury, pod vedením vedoucího práce.

V Liberci 5. července 2012

.....
Ing. Přemysl Matoušek

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval svému školiteli prof. Ing. M. Olehlovi, CSc. za odborné vedení a připomínky k uvedené problematice.

V neposlední řadě patří mé poděkování za cenné rady panu Ing. M. Moučkovi, PhD. a dále rodině, kteří mi studium nejen umožnili, ale také mi byli po celou jeho dobu velkou oporou.

Obsah

Přehled symbolů a označení.....	11
1 Úvod	16
1.1 Cíle disertační práce	17
1.2 Současný stav problematiky	17
2 Servomechanismy	19
3 Identifikace dynamických systémů	21
3.1 Struktura diskrétních modelů.....	21
3.2 Predikce výstupu modelů.....	23
3.2.1 Prediktor ARX modelu	23
3.2.2 Prediktor ARMAX modelu	24
3.3 Metody identifikace.....	25
3.3.1 Regresní metody identifikace	25
3.3.1.1 Jednorázová identifikace metodou nejmenších čtverců (<i>LS</i>).....	25
3.3.1.2 Rekurzivní identifikace metodou nejmenších čtverců (<i>RLS</i>)	26
3.3.2 Identifikační algoritmy založené na rekurzivní metodě nejmenších čtverců	27
3.3.2.1 <i>RLS</i> s konstantním exponenciálním zapomínáním (<i>RLS - EF</i>)	27
3.3.2.2 <i>RLS</i> s konstantním směrovým zapomínáním (<i>RLS - DF</i>)	28
3.3.2.3 <i>RLS</i> s adaptivním směrovým zapomínáním (<i>RLS - ADF</i>)	28
3.3.2.4 Rekurzivní metoda instrumentální proměnné (<i>RIV</i>)	29
3.3.2.5 Rozšířená rekurzivní metoda nejmenších čtverců (<i>RELS</i>)	30
3.3.2.6 Rekurzivní metoda predikčních chyb (<i>RPEM</i>).....	31
3.3.3 Nepřímá jednorázová identifikace v uzavřené smyčce.....	32
4 Estimace stavu systému.....	34
5 Technika a algoritmy řízení.....	36
5.1 Samočinně se nastavující regulátory	36
5.2 PSD regulátory.....	37
5.2.1 Seřízení PSD regulátoru modifikovanou Ziegler-Nicholsovou metodou	38
5.3 Optimální LQ řízení	38
5.3.1 Sledování referenční trajektorie.....	39
5.3.2 Vyrovnání trvalé poruchy	40
5.3.3 Výpočet Riccatiho rovnice	41

5.4 Prediktivní řízení.....	42
5.4.1 Predikce výstupu systému	42
5.4.2 Minimalizace účelové funkce.....	44
5.4.3 Minimalizace účelové funkce při existenci omezujících podmínek.....	45
6 Pneumatický servosystém	48
6.1 Proporcionální průtokový ventil MPYE.....	50
6.2 Pneumatický pohon.....	50
6.3 Řídicí systém a software.....	51
7 Identifikace pneumatického servosystému	53
7.1 Matematický model pneumatického servosystému	54
7.2 Identifikace pneumatického servosystému	55
7.2.1 Struktura obrazového přenosu.....	55
7.2.2 Identifikace parametrů obrazového přenosu	55
7.3 Rekurzivní identifikace pneumatického servosystému	59
7.3.1 Výběr struktury diskrétního modelu	60
7.3.2 Výběr rekurzivní metody identifikace	60
8 Regulace pneumatického servosystému	65
8.1 Zadávání žádané polohy	65
8.2 PID regulátor s pevně danou strukturou.....	66
8.3 Adaptivní PSD regulátor	68
8.4 Adaptivní stavové regulátory.....	70
8.4.1 Stavový popis pneumatického servosystému	70
8.4.2 Estimace stavu pneumatického servosystému.....	71
8.4.2.1 Odvození estimátoru redukováného řádu pro pneumatický servosystém .	73
8.4.3 Adaptivní LQ regulátor.....	75
8.4.4 Adaptivní prediktivní regulátor bez omezujících podmínek.....	79
8.4.5 Adaptivní prediktivní regulátor s omezujícími podmínkami	82
9 Vyhodnocení regulačních pochodů	86
10 Kompenzace nelineárních vlastností pneumatického servosystému... 89	
10.1 Kompenzace mrtvé zóny průtokového ventilu MPYE.....	89
10.2 Kompenzace pasivních odporů	90
10.3 Kompenzace auto-oscilace pístu	91
10.4 Kompenzace pomocí tlakové zpětné vazby.....	91
10.5 Regulace pneumatického servosystému s kompenzacemi jeho nelinearit	92

11 Zatěžování pneumatického servosystému	95
12 Elektronický obvod regulátoru pneumatického servosystému	100
12.1 Popis elektronického obvodu regulátoru	101
12.2 Řídící algoritmus elektronického obvodu regulátoru.....	104
12.3 Regulace pneumatického systému elektronickým obvodem regulátoru	106
13 Závěr	108
13.1 Doporučení dalšího postupu	110
Literatura	111
Vlastní publikační činnost	114
Seznam příloh.....	116
Seznam obrázků a tabulek.....	117

Přehled symbolů a označení

Označení použitých symbolů

a_i	koeficienty levé strany diferenciální (diferenční) rovnice, koeficienty mnohočlenu ve jmenovateli přenosu	
b_i	koeficienty pravé strany diferenciální (diferenční) rovnice, koeficienty mnohočlenu v čitateli přenosu	
\mathbf{b}	pomocný vektor	
c_i	koeficienty pravé strany diferenciální (diferenční) rovnice, koeficienty mnohočlenu v čitateli přenosu	
\mathbf{c}	vektor omezujících podmínek	
\mathbf{C}	kovarianční matice; výstupní matice	
\mathbf{C}_{ii}	hlavní diagonála kovarianční matice	
\mathbf{C}_R	rozšířená výstupní matice	
\mathbf{C}_T	transformovaná výstupní matice	
\mathbf{D}	matice převodu	
e	bílý šum; regulační odchylka	
e_d	pásmo necitlivosti	[m]
e_m	odchylka mezi naměřeným a simulovaným průběhem polohy pístu	[m]
e_p	odchylka polohy pístu	[m]
e_{sum}	suma regulační odchylky	
E	operátor střední hodnoty	
f	funkce, funkční hodnota	
\mathbf{F}	pomocná matice	
$\mathbf{f}, \tilde{\mathbf{f}}, \mathbf{f}_0$	pomocný vektor	
f_{vzor}	frekvence vzorkování	[Hz]
$G(z^{-1})$	diskrétní (obrazový) Z-přenos	
$G(s)$	(obrazový) L-přenos (Laplaceův přenos)	
G_E	přenos pomocný	
G_R	přenos regulátoru	
G_S	přenos soustavy	
G_{yw}	přenos řízení	
\mathbf{G}	dolní trojúhelníková matice; pomocný vektor; pomocná matice	
$\tilde{\mathbf{G}}$	pomocná matice	
$H(z^{-1})$	diskrétní Z-přenos filtru	
\mathbf{H}	pomocná matice	
\mathbf{H}_E	matice estimátoru	
i	pořadové označení (i -tý)	
\mathbf{I}	jednotková matice	
J	účelový funkcionál	
k	označení diskrétního času	
K	hodnota porovnávacího kritéria	
K_D	derivační (diferenční) konstanta	
K_{fp}, K_{fm}	kompenzační konstanta	
K_I	integrační (sumační) konstanta	
K_{PK}	kritické zesílení	
K_R	proporcionální konstanta	
K_{si}	kompenzační konstanta	
K_w, K_s	zesílení regulátoru	
$K_{\Delta p}$	kompenzační konstanta	

K	matice zesílení regulátoru; pomocný vektor	
K_R, K_x	matice zesílení regulátoru	
L	vektor zesílení	
M_i	porovnávací metoda	
M	matice soustavy	
M_E	matice estimátoru	
M_R	rozšířená matice soustavy	
M_T	transformovaná matice soustavy	
na	stupeň polynomu $A(z^{-1})$	
nb	stupeň polynomu $B(z^{-1})$	
nc	stupeň polynomu $C(z^{-1})$	
nd	stupeň polynomu $D(z^{-1})$	
nf	stupeň polynomu $F(z^{-1})$	
N	počet; horizont optimalizace	
N_u	horizont řízení	
N₁	horizont počáteční necitlivosti	
N₂	horizont predikce	
N, N_w	vstupní matice	
N_E	matice estimátoru	
N_R	rozšířená vstupní matice	
N_T	transformovaná vstupní matice	
p	absolutní tlak	[Pa]
P	váhová matice stavu; pomocný skalár	
Q	průtok vzduchu	[l.s ⁻¹]
Q, Q_N, Q_e, Q_s	matice váhových koeficientů	
r₀	proporcionální konstanta (váha proporcionální složky, zesílení)	
r₋₁	integrační konstanta	
R	váhová matice vstupu; matice omezujících podmínek; pomocná matice	
s_i	kořeny charakteristické rovnice	
S	výstup sumátoru; hodnota kritéria chyby predikce	
S	pomocná matice	
T_{vzor}	perioda vzorkování	[s]
T_i	integrační časová konstanta	[s]
T_K	kritická perioda kmitů	[s]
T	dolní trojúhelníková matice s prvky rovny 1; transformační matice	
u	akční veličina, řídicí veličina (řízení), vstupní veličina (vstup)	
u_c	akční zásah po kompenzaci	
u_{dz}	akční zásah po kompenzaci mrtvé zóny ventilu	[V]
u_f	kompenzační zásah (kompenzace pasivních odporů)	
u_{Δp}	kompenzační zásah (tlaková zpětná vazba)	
u_R	akční zásah regulátoru před omezením	
u_{si}	kompenzační zásah (kompenzace auto-oscilace pístu)	
U	napětí	[V]
U(s)	L-obraz vstupního signálu;	
U(z⁻¹)	Z-obraz vstupního signálu;	
U₀	střed průtokové charakteristiky ventilu MPYE	[V]
U_{dzm}, U_{dzp}	kompenzační napětí	[V]
u	vektor řídicích veličin (řízení), vektor vstupních veličin (vstup)	
\tilde{u}	vektor přírůstků akčního zásahu	
v_w	žádaná rychlost pístu	[m.s ⁻¹]

\mathbf{V}	vektor s prvky rovny 1	
w	žádaná veličina	
\mathbf{w}	vektor žádaných veličin	
x	instrumentální proměnná (instrument)	
x_i	stavová veličina	
x_{iE}	estimovaná stavová veličina	
x_{iM}	měřená stavová veličina	
\mathbf{x}	vektor stavových veličin	
\mathbf{x}_R	rozšířený stavový vektor	
\mathbf{x}_{23E}	vektor estimovaných stavových veličin	
y	výstupní veličina (výstup)	
y_p	poloha pístu	[m]
y_s	střední průběh polohy pístu	[m]
y_w	žádaná poloha pístu	[m]
y_{wp}	generovaná dráha pohybu pístu	[m]
$y_{4,3V}$	poloha pístu při buzení průtokového ventilu 4,3V	[m]
$y_{4,6V}$	poloha pístu při buzení průtokového ventilu 4,6V	[m]
$Y_p(s)$	L obraz polohy pístu	
$Y_p(z^{-1})$	Z obraz polohy pístu	
\mathbf{y}	vektor výstupních veličin (výstup)	
\mathbf{y}_n	nucená odezva systému	
\mathbf{y}_v	volná odezva systému	
z	nezávislá proměnná u obrazu v Z transformaci	
\mathbf{z}	vektor instrumentálních proměnných (instrumentů)	
\mathbf{Z}	matice naměřených dat	
α_i	koeficienty mnohočlenu ve jmenovateli přenosu	
$\alpha_{\text{wind-up}}$	parametr antiwind-up algoritmu	
β_i	koeficienty mnohočlenu v čitateli přenosu	
δ	penalizační parametr	
δ_{si}	pásmo žádané hodnoty	[m]
Δ	odchylka; přírůstek	
δ, λ	penalizační matice	
ε	chyba predikce (odhadu); pomocný skalár	
$\boldsymbol{\varepsilon}$	vektor chyby predikce	
η	pomocný skalár; skutečná chyba modelování – residuum	
$\boldsymbol{\Theta}$	vektor parametrů	
χ	penalizační konstanta	
λ	faktor zapomínání (exponenciálního); penalizační parametr; vlastní číslo	
v	pomocný skalár	
ζ	pomocný skalár	
ρ	pomocný skalár	
σ^2	rozptyl šumového signálu	
φ	faktor zapomínání	
$\boldsymbol{\Phi}$	vektor dat (regresní vektor)	
$\boldsymbol{\Psi}$	vektor gradientů	
∂	operátor parciální derivace	

Pozn.: Vektory a matice jsou v textu značeny tučným písmem.

Dolní indexy

<i>ADF</i>	adaptivní směrové zapomínání
<i>DF</i>	konstantní směrové zapomínání
<i>EF</i>	konstantní exponenciální zapomínání
<i>G</i>	filtrovaná hodnota
<i>i</i>	pořadové označení (<i>i</i> -tý)
max	maximální, maximum
min	minimální, minimum

Horní indexy

T	transpozice
-1	inverze

Symbole nad písmeny

$\hat{}$	odhad (estimace)
---------------------	------------------

Označení řádů stochastických diskrétních modelů

(na, nb, nc)	řád ARMAX modelu
(na, nb)	řád ARX modelu

Označení parametrů filtru

<i>s</i>	stupeň aproximačního polynomu
<i>n</i>	počet bodů výběrového intervalu
SG(<i>s, n</i>)	parametry Savitzky-Golay filtru

Zkratky

A/D	analogově digitální převodník
AR	AutoRegressive
ARM	Advanced RISC Machine
ARMA	AutoRegressive Moving Average
ARMAX	AutoRegressive Moving Average with eXogenous input
ARX	AutoRegressive with eXogenous input
BJ	Box-Jenkins
D/A	digitálně analogový převodník
DDR2	Double Data Rate 2 (typ operační paměti SDRAM)
det	determinant matice
diag	diagonála matice
DMA	Direct Memory Access (přímý přístup do paměti)
DPS	deska plošných spojů
FIR	Finite Impulse Response
GPC	Generalized Predictive Control (zobecněné prediktivní řízení)
GPIB	General Purpose Interface Bus (víceúčelová sběrnice pro měřicí systémy)
I2C	Inter-Integrated Circuit (multi-masterová sériová sběrnice)
IO	integrovaný obvod
IST	Iteration Spread Time (iterace rozložené v čase)

KP	metoda kvadratické plochy
LED	Led Emitting Diode (světlo emitující dioda)
LP	metoda lineární plochy
LQ	Linear Quadratic (lineárně kvadratický)
LS	Last-Square method (metoda nejmenších čtverců)
MCI	MultiMedia Card Interface (rozhraní paměťových karet MMC)
MIMO	Multi Input Multi Output (soustava s více vstupy a výstupy)
MIPS	Million Instruction Set (milion instrukcí za sekundu)
MMC	MultiMedia Card (standard paměťový karet s technologií flash)
MMU	Memory Management Unit (jednotka pro správu paměti)
MPC	Model Predictive Control (prediktivní řízení)
NAND	Negated AND flash memory (typ flash paměti)
NI	National Instrument
OE	Output Error
OM	metoda optimálního modulu
PC	Personal Computer (osobní počítač)
PI	proporcionálně integrační regulátor
PID	proporcionálně integračně derivační regulátor
PIT	Periodic Interval Timer (periodický časovač)
PLC	Programmable Logic Controller (programovatelný logický automat)
PSD	proporcionálně sumačně diferenční regulátor
PXI	PCI eXtensions for Instrumentation (rozšířená PCI sběrnice pro měření)
RELS	Recursive Extended Last-Square Method (rozšířená metoda nejmenších čtverců)
RHC	Receding Horizon Control (metoda klouzavého horizontu)
RISC	Reduce Instruction Set Computing (redukovaná instrukční sada)
RIV	Recursive Instrumental Variable Method (rekurzivní metoda instrumentální proměnné)
RLS	Recursive Last-Square Method (rekurzivní metoda nejmenších čtverců)
RLS - ADF	RLS with Adaptive Directional Forgetting (rekurzivní metoda nejmenších čtverců s adaptivním směrovým zapomínáním)
RLS - DF	RLS with Directional Forgetting (rekurzivní metoda nejmenších čtverců s směrovým zapomínáním)
RLS - EF	RLS with Exponential Forgetting (rekurzivní metoda nejmenších čtverců s konstantním exponenciálním zapomínáním)
RPEM	Recursive Prediction Error Method (rekurzivní metoda predikčních chyb)
RTT	Real-Time Timer (časovač reálného času)
SDRAM	Synchronous Dynamic Random Access Memory (paměť se synchronním dynamickým náhodným přístupem)
SG	Savitzky-Golay filtr
SISO	Single Input Single Output (soustava s jedním vstupem a výstupem)
SPI	Serial Peripheral Interface (sériové periferní rozhraní)
SRAM	Static Random Access Memory (statická paměť s náhodným přístupem)
STC	Self Tuning Controllers (samočinně se nastavující regulátory)
TUL	Technická univerzita v Liberci
USART	Universal Synchronous Asynchronous Receiver and Transmitter (synchronní / asynchronní sériové rozhraní)
USB	Universal Serial Bus (univerzální sériová sběrnice)
V/V	vstupně / výstupní porty
WDT	WatchDog Timer (periferie zabráňující zablokování systému)
ZN	Ziegler-Nichols

1 Úvod

„Nic není objeveno a zároveň hned dokonalé.“

M. T. Cicero

Ve strojírenské výrobě je kvalita a spolehlivost výrobku jedním z nejdůležitějších faktorů ovlivňujících jeho úspěšnost na trhu. Tuzemský i zahraniční trh je v současné době přesycen levným zbožím, které je dováženo převážně z asijských zemí. Tyto výrobky se obvykle vyznačují nízkou kvalitou, a proto jsou firmám nabízeny za nižší ceny. Přesto mnoho firem upřednostňuje dražší, ale kvalitnější a spolehlivější výrobky od uznávaných výrobců. Z důvodu konkurenceschopnosti na trhu musí tyto firmy neustále zvyšovat kvalitu svých produktů, což je podmíněno investicemi do inovace výroby, jejíž nedílnou součástí je právě automatizace. Ta je však nemyslitelná bez hydraulických, elektrických, ale i pneumatických mechanismů, které mohou být díky svým jedinečným vlastnostem použity téměř ve všech průmyslových oblastech.

Pneumatické mechanismy mají ale v praxi menší uplatnění než mechanismy elektrické či hydraulické, což je způsobeno především jejich obtížnou regulací, která je komplikovaná z důvodu stlačitelnosti vzduchu. Tato vlastnost je společně s pasivními odpory příčinou jejich nelineárního chování, a tak při návrhu regulátorů mohou být aplikovány i netradiční přístupy. Pneumatické mechanismy jsou zároveň charakterizovány velmi rychlou dynamikou, a proto musí být při návrhu řízení zohledněna také náročnost řídicích algoritmů. Vývoj regulátorů pneumatických systémů je tak náročný nejen z hlediska návrhu, ale i z hlediska požadavků na výpočetní výkon řídicích systémů.

Hlavním cílem předkládané disertační práce bylo navrhnout optimální regulátor polohového pneumatického systému. Jelikož není znám typ regulátoru, který je pro řízení pneumatických systémů optimální, byl tento regulátor určen na základě výsledků vyhodnocení regulačních pochodů několika odlišných typů regulátorů. Tyto regulátory byly navrženy nejen klasickými metodami, ale i metodami adaptivního řízení. Současně byly analyzovány nelineární vlastnosti pneumatické soustavy, aby mohly být k jejich odstranění navrženy kompenzační algoritmy, které by zvýšily jakost regulace. Poté, co byly dané kompenzace navrženy, byly doplněny do obvodu optimálního regulátoru a pneumatická soustava byla následně zatěžována. Účelem těchto experimentů bylo zjistit, do jaké míry může být tato soustava zatížena, aniž by byla snížena kvalita regulace.

Práce se také zabývá problematikou jednorázové identifikace pneumatického systému, bez níž by nebylo možné seřadit regulátory s pevně danou strukturou, a dále problematikou průběžné identifikace, neboť ta tvoří součást adaptivních řídicích systémů.

1.1 Cíle disertační práce

Disertační práce si klade za cíl zmapovat problematiku řízení pneumatických systémů a navrhnout optimální regulátor pneumatické soustavy tvořené proporcionálním průtokovým ventilem a přímočarým pohonem. Dále si klade za cíl analyzovat nelineární vlastnosti pneumatické soustavy a navrhnout kompenzační algoritmy. Zároveň je jejím cílem implementovat optimální regulátor do mikrokontroléru a navrhnout elektronický obvod, který bude tvořit interface mezi mikrokontrolérem a elektropneumatickými prvky. Dílčí cíle práce jsou shrnuty do následujících bodů:

- Vytvořit laboratorní model pneumatické soustavy s přímočarým pohonem a proporcionálním průtokovým ventilem.
- Určit tvar spojitého přenosu soustavy, identifikovat jeho parametry a seřadit PID regulátor metodou optimálního modulu, metodou lineární a kvadratické plochy.
- Určit tvar stochastických diskrétních modelů, implementovat rekurzivní identifikační metody a porovnat jejich vlastnosti.
- Navrhnout adaptivní PSD regulátor založený na modifikovaném Ziegler-Nicholově kritériu.
- Navrhnout estimátor pro odhad stavového vektoru pneumatického systému.
- Navrhnout adaptivní stavový LQ regulátor.
- Navrhnout adaptivní stavový prediktivní regulátor bez a s omezujícími podmínkami.
- Provést vyhodnocení regulačních pochodů zvolených regulátorů a určit optimální regulátor pneumatického systému.
- Analyzovat nelineární vlastnosti pneumatické soustavy a navrhnout kompenzační algoritmy.
- Doplnit kompenzace do obvodu optimálního regulátoru a jeho činnost ověřit při zatěžování pneumatické soustavy.
- Navrhnout mikroprocesorovou řídicí jednotku a implementovat do ní regulátor pneumatického systému.

1.2 Současný stav problematiky

Pneumatické prvky jsou v dnešní době běžnou výbavou firem a jsou používány jak v moderních technologických zařízeních, tak i samostatně. I když jsou vytlačovány prvky elektrickými a hydraulickými, jejich vývoj je stále na vzestupu a vede k propojení s prvky elektronickými. Pneumatické prvky jsou používány kvůli svým příznivým vlastnostem, mezi něž patří zejména výhodný poměr výkon/hmotnost, rychlá odezva na vstupní signál,

možnost vykonávat pohyby bez použití převodových mechanismů a dosažení vysokých rychlostí. Bohužel jsou charakterizovány, stejně tak jako každé jiné prvky, negativními vlastnostmi, které omezují jejich aplikaci v některých oblastech. Mezi jejich nepříznivé vlastnosti lze zahrnout především stlačitelnost vzduchu a s tím spojený problém udržitelnosti rovnoměrné rychlosti pohybu, nižší tuhost, hlučnost a poměrně velké rozměry vzhledem k pracovním tlakům.

Použití pneumatických prvků lze obecně rozdělit do dvou oblastí. První oblastí jsou aplikace, u kterých nejsou kladeny vysoké nároky na přesné řízení pohybu. Z pneumatických prvků jsou vytvářeny soustavy, které obsahují pohony, nespojitě ventily, snímače, atd. a jsou řízeny logicky, nejčastěji pomocí PLC automatů. Logické řízení je zcela dostačující pro většinu běžných aplikací. Druhou oblastí je servopneumatické polohování, kde jsou naopak kladeny vysoké požadavky na přesné řízení pohybu. Z pneumatických prvků jsou vytvářeny servomechanismy, které se skládají ze spojitě řízených ventilů ovládajících pohyb pohonů. Regulace těchto soustav je velice problematická, a proto je oblast jejich použití velmi specifická. Nejvíce však tvoří součást jednoduchých manipulátorů či jiných mechanismů.

Nejvýznamnějšími výrobci pneumatických zařízení jsou firmy Festo, SMC a Norgren. Festo je firma zabývající se výrobou a problematikou pneumatických prvků od roku 1925, její obrat je 1,8 miliardy Euro a celosvětový prodejní servis poskytuje ve 176 zemích. Korporace SMC s obratem 2,073 milionů Euro byla založena v roce 1959 a má autorizované zastoupení ve více než 50 zemích světa. Firma Norgren vznikla v roce 1927, má zastoupení ve 100 zemích světa a její roční obrat je 1,6 miliardy liber. Na trhu dále existuje celá řada menších či větších zahraničních a tuzemských výrobců. Ze zahraničních společností lze zmínit například Hoeriger, Seall, Atlas Copco a z tuzemských Poličské strojírny, Stránský a Petržík. Všechny firmy nabízejí poměrně rozsáhlý sortiment obsahující pneumatické pohony s příslušenstvím, prvky pro manipulaci, ventily, atd.

V současnosti se problematikou řízení pneumatických systémů zabývá, ze všech firem vyskytujících se na trhu, pouze firma Festo. Tato firma nabízí regulátor koncových poloh SPC, který umožňuje kromě pohybů mezi dvěma mechanickými pevnými dorazy také najíždění do dvou mezipoloh. Přesnost najíždění do mezipoloh výrobce udává $\pm 0,25\%$ z celkové délky zdvihu, minimálně však $\pm 2\text{mm}$.

Pravděpodobným důvodem, proč se ostatní firmy nezapojují do výzkumu řízení pneumatických systémů, je velice náročný a finančně nákladný vývoj, a s tím spojená otázka, zda se investované prostředky podaří získat zpět.

2 Servomechanismy

Servomechanismus je řízený obvod, určený nejčastěji k regulaci polohy a jejích derivací podle času. Jedná o zvláštní případ regulačního obvodu, kde regulovanou soustavou je pohon spolu s akčním členem a nelze je zvlášť vyčlenit. Hlavním požadavkem na servosystém je, aby výstupní veličina přesně a rychle sledovala veličinu vstupní tak, aby i při rychlých časových změnách byl rozdíl obou veličin minimální [Souček, 1984].

Servomechanismy obvykle obsahují více zpětných vazeb (smyček), které jsou hierarchicky uspořádané a jsou zavedeny od různých fyzikálních veličin vyskytujících se v obvodu. Z těchto smyček má největší vliv na činnost celého obvodu vnější zpětná vazba. Ostatní smyčky jsou vnější vazbě podřízeny a v obvodu servomechanismu jsou zahrnuty jen proto, aby zkvalitnily její činnost. Servomechanismy lze rozdělit podle druhu regulované veličiny na [Souček, 1984]:

- 1) Polohové, používané například k řízení trajektorií průmyslových robotů, k nastavování polohy šoupátek a ventilů, k řízení vzájemné polohy obrobku a nástroje, atd.
- 2) Rychlostní, používané zejména k řízení obráběcích strojů s plynulou volbou otáček.
- 3) Silové, které jsou po funkční i konstrukční stránce příbuzné s polohovými. Mezi jejich hlavní oblasti aplikace patří především simulátory zatížení, stroje pro trhací zkoušky, ale také i posilovače řízení a brzd u dopravních prostředků.

V pneumatice se používají elektropneumatické polohové servomechanismy, které jsou složeny z pohonu, proporcionálního průtokového ventilu, snímače polohy a regulátoru. Odměřovací zařízení, nejčastěji potenciometrický nebo inkrementální snímač, musí snímat polohu bez vlivu či jiného mechanického ovlivnění, jinak není možné dosáhnout přesného najetí do požadované pozice. Jelikož pracovní tlaky nejsou v pneumatice tak vysoké jako v hydraulice, jsou místo servoventilů používány proporcionální průtokové ventily. Proporcionální průtokový ventil je tzv. elektromechanický převodník, který umožňuje pomocí elektrického signálu spojitě řídit průtok vzduchu.

Pneumatické pohony lze rozdělit podle provedení na lineární, rotační a kyvné. Lineární pohony se dělí na bezpístnicové a pístnicové, dále na jednočinné a dvojčinné. U jednočinných pohonů je stlačeným vzduchem vyvozen pohyb pouze v jednom smyslu, přičemž zpětný pohyb je zajištěn energií akumulovanou ve vnějším zatížení, pružině atd. Dvojčinné pohony lze charakterizovat tím, že pohyb v obou směrech je zajištěn

přiváděným stlačeným vzduchem. Rotační pneumatické pohony se konstruují jako zubové (s přímými, šikmými, šípovými zuby), lamelové a pístové (radiální a axiální). Poslední skupinu pneumatických pohonů tvoří kyvné pohony, které se vyrábějí jako lamelové nebo pístové.

V současnosti se u pneumatických servomechanismů nejvíce používají bezpístnicové a pístnicové lineární pohony, které jsou vybaveny integrovanými inkrementálními snímači. Pneumatický servosystém, který byl vytvořen v rámci této disertační práce, je popsán v kapitole 6.

3 Identifikace dynamických systémů

Podstatou identifikace je určení vlastností reálných systémů. Výsledkem identifikace jsou většinou statické či dynamické charakteristiky, na jejichž základě je možné sestavit matematický model soustavy. Veškeré experimentování pak může být realizováno mimo reálné zařízení, na matematickém modelu mohou být vyzkoušena všechna možná řešení daného problému a po jejich vyhodnocení lze vybrat nejvhodnější variantu řešení.

Identifikaci dynamické soustavy lze provést analyticky nebo experimentálně. Při analytické identifikaci je model soustavy určen na základě matematicko-fyzikální analýzy reálného systému. Experimentální přístup identifikace vychází z měření vstupů a výstupů reálné soustavy. Model systému je tak vytvořen ze souboru naměřených dat.

Modely identifikovaných soustav se rozdělují na stochastické a deterministické. Výstupní signál deterministického modelu je určen pouze ze znalosti měřitelných veličin, typicky akční veličiny a poruchových veličin. Na výstup soustavy ve skutečnosti působí vlivy okolních procesů, a proto je výstup zatížen i neměřitelnými rušivými signály. Tyto signály způsobují stochastické chování soustavy a jsou popisovány statistickými metodami, neboť je nelze popsat analyticky. Deterministické modely rozšířené o náhodné poruchové složky, se nazývají modely stochastickými.

Dynamické systémy mohou být identifikovány průběžně (online) nebo jednorázově (offline). Při průběžné identifikaci jsou měřená data vyhodnocována v reálném čase, a proto je tato identifikace vhodná pro systémy s proměnlivými parametry. Jednorázová identifikace je naopak vhodná pro soustavy, u nichž ke změnám parametrů v čase nedochází [Hanuš, 2000].

3.1 Struktura diskrétních modelů

Při identifikaci systémů se používají struktury modelů, které vycházejí ze struktury obecného lineárního stochastického modelu [Ljung, 1999]:

$$y(k) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})F(z^{-1})} u(k) + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})D(z^{-1})} e(k), \quad (3.1)$$

kde

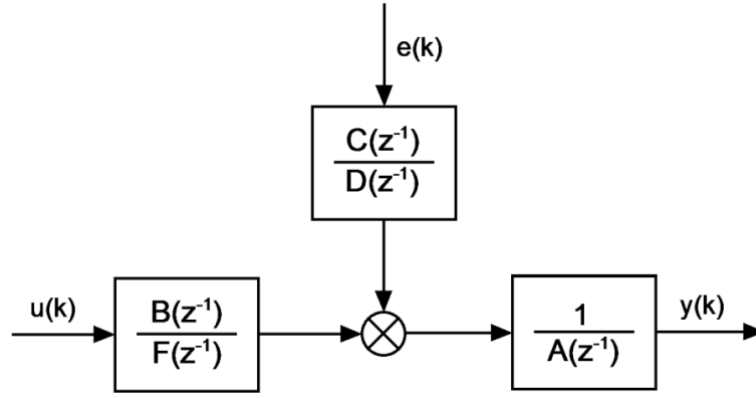
$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{na} z^{-na}, \quad (3.2)$$

$$B(z^{-1}) = b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{nb} z^{-nb}, \quad (3.3)$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{nc} z^{-nc}, \quad (3.4)$$

$$D(z^{-1}) = 1 + d_1 z^{-1} + \dots + d_{nd} z^{-nd}, \quad (3.5)$$

$$F(z^{-1}) = 1 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{nf} z^{-nf}. \quad (3.6)$$



Obr. 3.1: Blokové schéma obecného lineárního stochastického modelu [Ljung, 1999]

Model (3.1) je pro většinu aplikací příliš obecný, a proto jsou některé jeho polynomy pokládány rovny nule nebo jedné. Jednodušší struktury modelů, které byly odvozeny z modelu (3.1), jsou [Ljung, 1999]:

a) Model AR – ($C(z^{-1}) = D(z^{-1}) = F(z^{-1}) = 1, B(z^{-1}) = 0$):

$$y(k) = \frac{1}{A(z^{-1})} e(k) \quad (3.7)$$

b) Model ARX – ($C(z^{-1}) = D(z^{-1}) = F(z^{-1}) = 1$):

$$y(k) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(k) + \frac{1}{A(z^{-1})} e(k) \quad (3.8)$$

c) Model ARMA – ($D(z^{-1}) = 1, B(z^{-1}) = 0$):

$$y(k) = \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} e(k) \quad (3.9)$$

d) Model ARMAX – ($D(z^{-1}) = F(z^{-1}) = 1$):

$$y(k) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(k) + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} e(k) \quad (3.10)$$

e) Model OE – ($A(z^{-1}) = C(z^{-1}) = D(z^{-1}) = 1$):

$$y(k) = \frac{B(z^{-1})}{F(z^{-1})} u(k) + e(k) \quad (3.11)$$

f) Model BJ – ($A(z^{-1}) = 1$):

$$y(k) = \frac{B(z^{-1})}{F(z^{-1})} u(k) + \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})} e(k) \quad (3.12)$$

g) Model FIR – ($A(z^{-1}) = C(z^{-1}) = D(z^{-1}) = F(z^{-1}) = 1$):

$$y(k) = B(z^{-1}) u(k) + e(k) \quad (3.13)$$

Obecný model (3.1) je tvořen deterministickou a stochastickou částí, má dva vstupy, jeden pro deterministický signál $u(k)$, druhý pro speciální stochastický signál – bílý šum $e(k)$. Bílý šum $e(k)$ prochází ve stochastické části modelu přes lineární filtr s přenosem $C(z^{-1})/D(z^{-1})$, čímž na jeho výstupu vzniká stacionární stochastický signál, který bývá označován jako šum barevný.

Stochastické modely lze rozdělit do dvou tříd podle toho, jakým způsobem se projevuje šumový signál na výstupním signále $y(k)$. Do první třídy modelů založených na chybě rovnice patří modely ARX, ARMAX a jejich znakem je, že deterministická i stochastická část modelu obsahuje filtr $1/A(z^{-1})$. Modely OE, FIR, BJ jsou součástí třídy modelů s chybou výstupu a jsou charakteristické tím, že stochastická část je nezávislá na části deterministické. Na rozdíl od modelů založených na chybě rovnice se u modelů této třídy předpokládá, že šum přímo ovlivňuje výstup modelu $y(k)$ [Bobál, 2009].

3.2 Predikce výstupu modelů

Stochastické modely popisují dynamické vlastnosti soustav za přítomnosti působení bílého šumu $e(k)$. Tento šum není měřitelný, a proto nelze u stochastických modelů vypočítat hodnotu výstupu $y(k)$ ani při známých hodnotách koeficientů modelu, vstupu $u(k-i)$ pro $i=1, \dots, nb$ a výstupu $y(k-i)$ pro $i=1, \dots, na$. Z tohoto důvodu je výstup modelu $y(k)$ odhadován pomocí matematických modelů, které se nazývají prediktory.

Rovnici obecného lineárního modelu (3.1) je možné upravit na tvar

$$y(k) = G(z^{-1})u(k) + H(z^{-1})e(k), \quad (3.14)$$

kde

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})F(z^{-1})}, H(z^{-1}) = \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})D(z^{-1})}. \quad (3.15)$$

Pro lineární model (3.1) lze odvodit prediktor [Ljung, 1999], jehož rovnice je

$$\hat{y}(k) = H^{-1}G(z^{-1})u(k) + [1 - H^{-1}(z^{-1})]y(k). \quad (3.16)$$

Přesnost odhadu je primárně posuzována podle chyby predikce $\varepsilon(k)$, která je definována

$$\varepsilon(k) = y(k) - \hat{y}(k) = -H^{-1}(z^{-1})G(z^{-1})u(k) + H^{-1}(z^{-1})y(k). \quad (3.17)$$

3.2.1 Prediktor ARX modelu

Pro ARX model vyjádřený vztahem (3.8) platí

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}, H(z^{-1}) = \frac{1}{A(z^{-1})}. \quad (3.18)$$

Prediktor ARX modelu se odvodí dosazením vztahu (3.18) do rovnice (3.16). Predikce výstupu ARX modelu má tvar

$$\hat{y}(k) = B(z^{-1})u(k) + [1 - A(z^{-1})]y(k) = \boldsymbol{\phi}^T(k)\boldsymbol{\Theta}, \quad (3.19)$$

kde

$$\boldsymbol{\Theta} = [a_1, \dots, a_{na}, b_1, \dots, b_{nb}]^T \quad (3.20)$$

je vektor parametrů a

$$\boldsymbol{\phi}^T(k) = [-y(k-1), \dots, -y(k-na), u(k-1), \dots, u(k-nb)] \quad (3.21)$$

je vektor dat (tzv. regresor). Odhad parametrů pomocí ARX modelu se nazývá lineární regrese.

3.2.2 Prediktor ARMAX modelu

Pro rovnici ARMAX modelu ve tvaru (3.10) platí

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}, H(z^{-1}) = \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})}. \quad (3.22)$$

Při odvozování prediktoru ARMAX modelu se postupuje analogicky jako u ARX modelu.

Optimální predikce výstupu ARMAX modelu je definována následujícím vztahem

$$\hat{y}(k) = \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(k) + \left[1 - \frac{A(z^{-1})}{C(z^{-1})}\right]y(k). \quad (3.23)$$

Přičteme-li výraz $[1 - C(z^{-1})]\hat{y}(k)$ k oběma stranám rovnice (3.23), po úpravě obdržíme

$$\hat{y}(k) = B(z^{-1})u(k) + [1 - A(z^{-1})]y(k) + [C(z^{-1}) - 1][y(k) - \hat{y}(k)] \quad (3.24)$$

U ARMAX modelu je bílý šum $e(k)$ nejčastěji nahrazován chybou predikce $\varepsilon(k)$.

Rovnici (3.24) lze s použitím vztahu (3.17) vyjádřit ve tvaru

$$\hat{y}(k) = \boldsymbol{\phi}^T(k)\boldsymbol{\Theta}, \quad (3.25)$$

kde

$$\boldsymbol{\Theta} = [a_1, \dots, a_{na}, b_1, \dots, b_{nb}, c_1, \dots, c_{nc}]^T \quad (3.26)$$

je vektor parametrů a

$$\boldsymbol{\phi}^T(k) = [-y(k-1), \dots, -y(k-na), u(k-1), \dots, u(k-nb), \varepsilon(k-1), \dots, \varepsilon(k-nc)] \quad (3.27)$$

je vektor dat (tzv. regresor). V tomto případě se odhad parametrů nazývá pseudolineární regrese z důvodu nelineárního působení $\boldsymbol{\Theta}$ ve vektoru $\boldsymbol{\phi}(k)$. Prediktory ostatních typů modelů jsou odvozeny v literatuře [Ljung, 1999].

3.3 Metody identifikace

Identifikační metody lze rozdělit na metody deterministické a stochastické. Deterministické metody jsou používány pro svou jednoduchost a jsou charakteristické tím, že hledané parametry modelů jsou určovány z výsledků měření reprezentovaných obvykle v grafické formě. Pro nalezení parametrů modelů jsou používány analytické, grafické a numerické aproximační metody, z nichž může být zmíněna například aproximace přechodových charakteristik metodou prof. Strejce, aproximace kmitavých soustav druhého řádu, gradientní metoda, atd. Jejich společnou nevýhodou je, že při měření musí být používány standardní testovací signály (jednotkový skok, Diracův impuls, atd.), které se výrazně liší od signálů provozních. Tyto testovací signály mohou způsobit značný zásah do běžného provozu zařízení, a proto měření mnohdy nelze z různých důvodů (např. z technologických, bezpečnostních) realizovat.

Uvedené problémy odstraňují stochastické metody identifikace. Při identifikaci systémů se používají přímo provozní signály nebo speciální náhodné signály, které se přidávají k provozním signálům. Mezi jejich přednosti, které jsou blíže uvedeny v literatuře [Bobál, 2009], patří především to, že mohou být použity pro identifikaci nelineárních systémů a identifikaci lze provádět v uzavřeném regulačním obvodu za běžného provozu. Na rozdíl od deterministických metod jsou tyto metody náročnější na výpočet. Stochastické metody identifikace se dále rozdělují na metody korelační a regresní.

3.3.1 Regresní metody identifikace

Regresní metody patří mezi statistické metody, které jsou využívány v mnoha vědních oblastech, tedy i v oblasti identifikace systémů. Těmito metodami jsou zkoumány závislosti mezi jednou a více proměnnými, jejichž hodnoty byly získány empiricky, typicky měřením. Při identifikaci dynamických a statických systémů se nejčastěji používají regresní metody založené na metodě nejmenších čtverců.

3.3.1.1 Jednorázová identifikace metodou nejmenších čtverců (LS)

Metoda nejmenších čtverců je aproximační metoda, která se obvykle používá pro výpočet parametrů ARX, resp. AR modelu. Parametry těchto modelů jsou hledány tak, aby součet kvadrátů odchylek mezi hodnotami naměřenými a predikovanými byl minimální. Jestliže předpokládáme N měření, můžeme chybu odhadu (3.17) s použitím rovnice (3.19) vyjádřit ve vektorovém tvaru (3.28).

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{y} - \mathbf{Z}\hat{\boldsymbol{\theta}}, \quad (3.28)$$

kde

$$\boldsymbol{\varepsilon} = [\varepsilon(1), \dots, \varepsilon(N)], \quad (3.29)$$

$$\mathbf{y}^T = [y(1), \dots, y(N)], \quad (3.30)$$

$$\mathbf{Z}^T = [\boldsymbol{\phi}^T(1), \dots, \boldsymbol{\phi}^T(N)], \quad (3.31)$$

a $\hat{\boldsymbol{\Theta}}$ je odhad vektoru parametrů $\boldsymbol{\Theta}$.

Metoda nejmenších čtverců vychází z minima účelové funkce, kterou lze ve vektorovém tvaru vyjádřit vztahem [Bobál, 1999]:

$$J(\hat{\boldsymbol{\Theta}}) = \boldsymbol{\varepsilon}^T \boldsymbol{\varepsilon} = (\mathbf{y} - \mathbf{Z}\hat{\boldsymbol{\Theta}})^T (\mathbf{y} - \mathbf{Z}\hat{\boldsymbol{\Theta}}) \rightarrow \min \quad (3.32)$$

Minimum této funkce nalezneme, položíme-li derivaci kritéria $J(\hat{\boldsymbol{\Theta}})$ podle vektoru parametrů $\hat{\boldsymbol{\Theta}}$ rovnu nule, tedy

$$\frac{\partial J(\hat{\boldsymbol{\Theta}})}{\partial \hat{\boldsymbol{\Theta}}} = -\mathbf{Z}^T (\mathbf{y} - \mathbf{Z}\hat{\boldsymbol{\Theta}}) - \mathbf{Z}^T (\mathbf{y} - \mathbf{Z}\hat{\boldsymbol{\Theta}}) = -2\mathbf{Z}^T (\mathbf{y} - \mathbf{Z}\hat{\boldsymbol{\Theta}}) = 0. \quad (3.33)$$

Řešením rovnice (3.33) obdržíme

$$\hat{\boldsymbol{\Theta}} = [\mathbf{Z}^T \mathbf{Z}]^{-1} \mathbf{Z}^T \mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{Z}^T \mathbf{y}, \quad (3.34)$$

kde

$$\mathbf{C} = [\mathbf{Z}^T \mathbf{Z}]^{-1}. \quad (3.35)$$

je kovarianční matice. Odhad parametrů $\hat{\boldsymbol{\Theta}}$ je při použití této metody nevychýlený, jestliže je střední hodnota vektoru $\boldsymbol{\varepsilon}$ nulová a jsou-li prvky vektoru $\boldsymbol{\varepsilon}$ a matice \mathbf{Z} statisticky nezávislé, tzn. když $E\{\boldsymbol{\varepsilon}\} = 0$ a $\mathbf{C}[\boldsymbol{\varepsilon}] = \sigma^2 \mathbf{I}$, pak platí $\mathbf{C}[\hat{\boldsymbol{\Theta}}] = \sigma^2 (\mathbf{Z}^T \mathbf{Z})^{-1}$.

3.3.1.2 Rekurzivní identifikace metodou nejmenších čtverců (RLS)

Rekurzivní metoda nejmenších čtverců je nejvíce používanou rekurzivní identifikační metodou a její odvození je podrobně popsáno například v literatuře [Åström, 1995], [Ljung, 1999]. Výsledkem tohoto odvození jsou rekurzivní vztahy (3.36) až (3.39), pomocí nichž se v každém kroku k vypočítávají nové odhady vektoru parametrů $\hat{\boldsymbol{\Theta}}(k)$ a hodnoty prvků kovarianční matice $\mathbf{C}(k)$.

$$\varepsilon(k) = y(k) - \boldsymbol{\phi}^T(k) \hat{\boldsymbol{\Theta}}(k-1), \quad (3.36)$$

$$\mathbf{L}(k) = \frac{\mathbf{C}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k)}{1 + \boldsymbol{\phi}^T(k) \mathbf{C}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k-1)}, \quad (3.37)$$

$$\hat{\boldsymbol{\Theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\Theta}}(k-1) + \mathbf{L}(k) \varepsilon(k), \quad (3.38)$$

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) - \mathbf{L}(k) \boldsymbol{\phi}^T(k) \mathbf{C}(k-1). \quad (3.39)$$

Vektor $\mathbf{L}(k)$ v rovnicích (3.37) a (3.38) se nazývá vektor zesílení a určuje, jaký vliv bude mít chyba predikce $\varepsilon(k)$ na výpočet nových odhadů vektoru parametrů $\hat{\Theta}(k)$. Kovarianční matice $\mathbf{C}(k)$ udává důvěryhodnost neznámých parametrů. V případě, že jsou známy přibližné hodnoty skutečných parametrů, pak se tyto hodnoty obvykle používají jako počáteční odhady vektoru parametrů $\hat{\Theta}(0)$ a zároveň se volí menší počáteční hodnoty prvků na hlavní diagonále kovarianční matice $\mathbf{C}(k)$. V opačném případě, kdy nejsou známy žádné apriorní informace nebo jsou známy jen částečně, počáteční odhady vektoru parametrů $\hat{\Theta}(0)$ se volí nulové a prvky na hlavní diagonále matice $\mathbf{C}(k)$ se nastavují na vyšší hodnoty.

3.3.2 Identifikační algoritmy založené na rekurzivní metodě nejmenších čtverců

Uvedenou rekurzivní metodu nejmenších čtverců nelze použít pro identifikaci systémů, jejichž parametry se v čase mění. Při konvergenci algoritmu dochází ke snížení hodnot prvků na hlavní diagonále kovarianční matice $\mathbf{C}(k)$ a v důsledku toho algoritmus nedokáže sledovat měnící se parametry. Aby bylo možné tento algoritmus použít i u soustav s proměnlivými parametry, byl rozšířen o rozličné techniky, které při konvergenci algoritmu zabraňují snižování hodnot prvků na hlavní diagonále kovarianční matice $\mathbf{C}(k)$.

Identifikačních algoritmů založených na rekurzivní metodě nejmenších čtverců existuje velké množství, a proto jsou v této části práce stručně popsány pouze ty, které byly použity při identifikaci pneumatického systému. O rekurzivních identifikačních algoritmech více pojednává literatura [Åström, 1995], [Ljung, 1999] a [Söderström, 1989].

3.3.2.1 RLS s konstantním exponenciálním zapomínáním (RLS - EF)

V případě, že se parametry soustavy mění plynule a pomalu, mohou být estimovány rekurzivní metodou nejmenších čtverců s konstantním exponenciálním zapomínáním. Tato technika je založena na postupném zapomínání starých informací. Během identifikace jsou nová data ohodnocovány větší vahou než ty starší, neboť se u nich předpokládá, že lépe charakterizují probíhající proces. Identifikační algoritmus byl odvozen na základě modifikovaného kvadratického kritéria

$$J(\hat{\Theta}) = \sum_{i=1}^k \varphi_{EF}^{k-i} \varepsilon^2(k). \quad (3.40)$$

Výpočet nových odhadů parametrů probíhá podle následujících rovnic [Ljung, 1999]:

$$\varepsilon(k) = y(k) - \Phi^T(k) \hat{\Theta}(k-1), \quad (3.41)$$

$$\mathbf{L}(k) = \frac{\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k)}{\varphi_{EF} + \boldsymbol{\phi}^T(k)\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k-1)}, \quad (3.42)$$

$$\hat{\boldsymbol{\Theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\Theta}}(k-1) + \mathbf{L}(k)\varepsilon(k), \quad (3.43)$$

$$\mathbf{C}(k) = \frac{1}{\varphi_{EF}} [\mathbf{C}(k-1) - \mathbf{L}(k)\boldsymbol{\phi}^T(k)\mathbf{C}(k-1)]. \quad (3.44)$$

Hodnotu faktoru exponenciálního zapomínání φ_{EF} není doporučeno volit příliš nízkou, protože algoritmus je pak citlivý nejen na změnu parametrů, ale i na působení šumu. Jestliže je faktor φ_{EF} nastaven na hodnotu 1, algoritmus odpovídá původní rekurzivní metodě nejmenších čtverců definované rovnicemi (3.36) až (3.39).

3.3.2.2 RLS s konstantním směrovým zapomínáním (RLS - DF)

Nedostatkem předchozího algoritmu je jeho numerická stabilita. Pokud soustava není dostatečně buzena, hodnota kovarianční matice vlivem faktoru φ_{EF} exponenciálně narůstá a v důsledku toho může dojít ke zhroucení algoritmu. Z uvedeného důvodu byl algoritmus rozšířen o techniku směrového zapomínání [Kulhavý, 1986]. Tato technika přiřazuje datům směr, aby bylo možné určit, jaká data mají být zapomenuta. Stará data jsou zapomínána pouze v tom směru, v němž přišla data nová. Uvedený identifikační algoritmus je popsán rovnicemi (3.45) až (3.50).

$$\varepsilon(k) = y(k) - \boldsymbol{\phi}^T(k)\hat{\boldsymbol{\Theta}}(k-1), \quad (3.45)$$

$$\xi(k) = \boldsymbol{\phi}^T(k)\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k), \quad (3.46)$$

$$\varepsilon_{DF}(k) = \varphi_{DF} + \frac{1 - \varphi_{DF}}{\xi(k)}, \quad (3.47)$$

$$\hat{\boldsymbol{\Theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\Theta}}(k-1) + \frac{\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k)}{1 + \xi(k)} \varepsilon(k), \quad (3.48)$$

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) - \frac{\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k)\boldsymbol{\phi}^T(k)\mathbf{C}(k-1)}{\varepsilon_{DF}^{-1}(k) + \xi(k)} \quad \text{pro } \xi(k) > 0, \quad (3.49)$$

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) \quad \text{pro } \xi(k) \leq 0. \quad (3.50)$$

Hodnota parametru φ_{DF} může být volena nižší než u techniky konstantního směrového zapomínání, kde nejčastěji bývá volena blízko jedné.

3.3.2.3 RLS s adaptivním směrovým zapomínáním (RLS - ADF)

V případě, že nová data nenesou dostatečné množství informací, může docházet ke vzniku wind-up efektu kovarianční matice $\mathbf{C}(k)$. U techniky adaptivního směrového

zapomínání [Kulhavý, 1987] je proto hodnota $\varphi_{ADF}(k)$ vypočítávána podle množství informací obsažených v nejnovějších datech. Tento identifikační algoritmus je definován následujícími rovnicemi

$$\varepsilon(k) = y(k) - \boldsymbol{\phi}^T(k) \hat{\boldsymbol{\Theta}}(k-1), \quad (3.51)$$

$$\xi(k) = \boldsymbol{\phi}^T(k) \mathbf{C}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k), \quad (3.52)$$

$$\eta(k) = \frac{\varepsilon^2(k)}{\lambda(k)}, \quad (3.53)$$

$$\nu(k) = \varphi_{ADF}(k-1) [\nu(k-1) + 1], \quad (3.54)$$

$$\lambda(k) = \varphi_{ADF}(k-1) [\lambda(k-1) + \varepsilon^2(k)(1 + \xi(k))^{-1}], \quad (3.55)$$

$$\varphi_{ADF}(k) = \left\{ 1 + (1 + \rho) [\ln(1 + \xi(k)) + \left[\frac{(\nu(k) + 1)\eta(k)}{1 + \xi(k) + \eta(k)} - 1 \right] \frac{\xi(k)}{1 + \xi(k)}] \right\}^{-1}, \quad (3.56)$$

$$\varepsilon_{ADF}(k) = \varphi_{ADF}(k) - \frac{1 - \varphi_{ADF}(k)}{\xi(k)}, \quad (3.57)$$

$$\hat{\boldsymbol{\Theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\Theta}}(k-1) + \frac{\mathbf{C}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k)}{1 + \xi(k)} \varepsilon(k), \quad (3.58)$$

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) - \frac{\mathbf{C}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k) \boldsymbol{\phi}^T(k) \mathbf{C}(k-1)}{\varepsilon_{ADF}^{-1}(k) + \xi(k)} \quad \text{pro } \xi(k) > 0, \quad (3.59)$$

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) \quad \text{pro } \xi(k) \leq 0. \quad (3.60)$$

Během identifikace občas dochází k nárůstu některých vlastních čísel kovarianční matice $\mathbf{C}(k)$, čímž algoritmus ztrácí schopnost sledovat změnu parametrů v konkrétním směru. Pro start tohoto rekurzivního algoritmu se podle literatury [Bobál, 1999] obvykle volí počáteční nastavení: $\varphi_{ADF}(0) = 1$, $\lambda(0) = 10^{-3}$, $\nu(0) = 10^{-3}$, $\rho = 0,99$.

3.3.2.4 Rekurzivní metoda instrumentální proměnné (RIV)

Metoda instrumentální proměnné [Ljung, 1999] představuje další modifikaci metody nejmenší čtverců a vychází z kritéria

$$J(\hat{\boldsymbol{\Theta}}) = \sum_{k=1}^N \mathbf{z}(k) [y(k) - \boldsymbol{\phi}^T(k) \hat{\boldsymbol{\Theta}}], \quad (3.61)$$

kde $\mathbf{z}(k)$ je vektor instrumentálních proměnných neboli vektor instrumentů.

Základní myšlenka této metody spočívá v tom, že pokud je vektor instrumentů $\mathbf{z}(k)$ maximálně korelován s regresním vektorem $\boldsymbol{\phi}(k)$ a nekorelován se šumem $e(k)$ výstupního signálu $y(k)$, pak odhadované parametry odpovídají skutečným parametrům. Metodu instrumentální proměnné lze formulovat rekurzivně následujícími vztahy:

$$\varepsilon(k) = y(k) - \phi^T(k)\hat{\Theta}(k-1), \quad (3.62)$$

$$\mathbf{L}(k) = \frac{\mathbf{C}(k-1)\mathbf{z}(k)}{1 + \phi^T(k)\mathbf{C}(k-1)\mathbf{z}(k)}, \quad (3.63)$$

$$\hat{\Theta}(k) = \hat{\Theta}(k-1) + \mathbf{L}(k)\varepsilon(k), \quad (3.64)$$

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) - \mathbf{L}(k)\phi^T(k)\mathbf{C}(k-1). \quad (3.65)$$

Vektor instrumentálních proměnných $\mathbf{z}(k)$ bývá volen dvěma způsoby [Ljung, 1999]:

- 1) Vektor instrumentálních proměnných $\mathbf{z}(k)$ nezávislý na modelu (dále ozn. *RIV1*)

$$\mathbf{z}(k) = [u(k-1), \dots, u(k-na-nb)]^T. \quad (3.66)$$

- 2) Vektor instrumentálních proměnných $\mathbf{z}(k)$ závislý na modelu (dále ozn. *RIV2*)

$$\mathbf{z}(k) = [-x(k-1), \dots, -x(k-na), u(k-1), \dots, u(k-nb)]^T, \quad (3.67)$$

kde

$$\hat{A}(z^{-1})x(k) = \hat{B}(z^{-1})u(k). \quad (3.68)$$

Po úpravě rovnice (3.68) dostaneme diferenční rovnici (3.69), ve které je hodnota instrumentu $x(k)$ vypočítávána na základě aktuálních odhadů parametrů modelu.

$$x(k) = \hat{b}_1(k)u(k-1) + \dots + \hat{b}_{nb}(k)u(k-nb) - \hat{a}_1(k)x(k-1) - \dots - \hat{a}_{na}(k)x(k-na) \quad (3.69)$$

Při identifikaci jsou odhadované parametry zpočátku vychýlené, proto tato metoda bývá obvykle inicializována rekurzivní metodou nejmenších čtverců.

3.3.2.5 Rozšířená rekurzivní metoda nejmenších čtverců (RELS)

Rozšířená rekurzivní metoda nejmenších čtverců [Söderström, 1983] se používá pro odhadování parametrů ARMAX modelu a vychází ze vztahů, které byly uvedeny v podkapitole 3.2.2.

Tato rekurzivní identifikace je nejznámějším příkladem pseudolineární regrese. Zmíněnou regresní metodu lze charakterizovat tím, že neměřitelná část regresního vektoru $\phi(k)$ je estimována a závisí tak na odhadovaných parametrech $\hat{\Theta}(k)$. Bílý šum $e(k)$ představující neměřitelnou část regresního vektoru $\phi(k)$ je u této metody obvykle nahrazován chybou predikce $\varepsilon(k)$, případně residuem $\eta(k)$. Regresní vektor $\phi(k)$ bývá označován jako pseudolineární regresní vektor a jeho tvar závisí na zvolené náhradě bílého šumu $e(k)$:

$$1) \phi^T(k) = [-y(k-1), \dots, -y(k-na), u(k-1), \dots, u(k-nb), \varepsilon(k-1), \dots, \varepsilon(k-nc)] \quad (3.70)$$

kde

$$\varepsilon(k) = y(k) - \phi^T(k)\hat{\Theta}(k-1), \quad (3.71)$$

$$2) \boldsymbol{\phi}^T(k) = [-y(k-1), \dots, -y(k-na), u(k-1), \dots, u(k-nb), \eta(k-1), \dots, \eta(k-nc)] \quad (3.72)$$

kde

$$\eta(k) = y(k) - \boldsymbol{\phi}^T(k) \hat{\boldsymbol{\Theta}}(k). \quad (3.73)$$

Algoritmus této identifikační metody je shodný s algoritmem rekurzivní metody nejmenších čtverců, který je definován rovnicemi (3.36) až (3.39). Uvedené rekurzivní identifikace se liší pouze tvarem regresního vektoru $\boldsymbol{\phi}(k)$ a tvarem vektoru odhadovaných parametrů $\hat{\boldsymbol{\Theta}}(k)$. Rozšířená rekurzivní metoda nejmenších čtverců s regresním vektorem (3.70) je dále označována jako *RELS1* a s regresním vektorem (3.72) jako *RELS2*.

3.3.2.6 Rekuzivní metoda predikčních chyb (RPEM)

Rekurzivní metoda predikčních chyb [Ljung, 1999], [Moore, 1979] se také používá pro estimaci parametrů ARMAX modelu a při hledání minima kvadratického kritéria využívá aproximaci Hessovy matice pomocí gradientů, tedy Gauss-Newtonovu metodu. Gradient $\boldsymbol{\psi}(k)$ se u této identifikační metody stanoví parciálním derivováním výstupu prediktoru (3.16) podle jednotlivých parametrů. Prediktor ARMAX modelu je dán rovnicí (3.23) a v případě, že je derivován podle parametrů a_i, b_i, c_i , obdržíme

$$\frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial a_i} = -\frac{1}{C(z^{-1})} y(k-i), \quad (3.74)$$

$$\frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial b_i} = \frac{1}{C(z^{-1})} u(k-i), \quad (3.75)$$

$$\frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial c_i} = \frac{1}{C(z^{-1})} [y(k-i) - \hat{y}(k-i)] = \frac{1}{C(z^{-1})} \varepsilon(k-i). \quad (3.76)$$

Ze vztahů (3.74) až (3.76) vyplývá, že gradient $\boldsymbol{\psi}(k)$ získáme filtrací regresoru $\boldsymbol{\phi}(k)$ lineárním filtrem s přenosem $1/C(z^{-1})$, tedy

$$C(z^{-1})\boldsymbol{\psi}(k) = \boldsymbol{\phi}(k), \quad (3.77)$$

kde

$$\boldsymbol{\psi}^T(k) = [y_F(k-1), \dots, y_F(k-na), u_F(k-1), \dots, u_F(k-nb), \varepsilon_F(k-1), \dots, \varepsilon_F(k-nc)]. \quad (3.78)$$

Po úpravě vztahu (3.77) dostaneme diferenční rovnice pro výpočet filtrovaných hodnot:

$$y_F(k) = y(k) - \hat{c}_1(k)y_F(k-1) - \dots - \hat{c}_{nc}(k)y_F(k-n_c), \quad (3.79)$$

$$u_F(k) = u(k) - \hat{c}_1(k)u_F(k-1) - \dots - \hat{c}_{nc}(k)u_F(k-n_c), \quad (3.80)$$

$$\varepsilon_F(k) = \varepsilon(k) - \hat{c}_1(k)\varepsilon_F(k-1) - \dots - \hat{c}_{nc}(k)\varepsilon_F(k-n_c). \quad (3.81)$$

Algoritmus rekurzivní metody predikčních chyb, který je dále označován jako *RPEM1*, popisují následující rovnice

$$\varepsilon(k) = y(k) - \phi^T(k)\hat{\Theta}(k-1), \quad (3.82)$$

$$\mathbf{L}(k) = \frac{\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\psi}(k)}{1 + \boldsymbol{\psi}^T(k)\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\psi}(k)}, \quad (3.83)$$

$$\hat{\Theta}(k) = \hat{\Theta}(k-1) + \mathbf{L}(k)\varepsilon(k), \quad (3.84)$$

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) - \mathbf{L}(k)\boldsymbol{\psi}^T(k)\mathbf{C}(k-1). \quad (3.85)$$

Jestliže chybu predikce $\varepsilon(k)$ ve vztahu (3.78) nahradíme residuem $\eta(k)$, získáme druhou variantu identifikačního algoritmu níže označovanou jako *RPEM2*. Gradient $\boldsymbol{\psi}(k)$ má v tomto případě tvar

$$\boldsymbol{\psi}^T(k) = [y_F(k-1), \dots, y_F(k-na), u_F(k-1), \dots, u_F(k-nb), \eta_F(k-1), \dots, \eta_F(k-nc)], \quad (3.86)$$

kde

$$\eta_F(k) = \eta(k) - \hat{c}_1(k)\eta_F(k-1) - \dots - \hat{c}_{nc}(k)\eta_F(k-nc). \quad (3.87)$$

3.3.3 Nepřímá jednorázová identifikace v uzavřené smyčce

Nepřímá identifikace je určena k identifikaci systémů, které musí být z různých důvodů (např. z bezpečnostních) provozovány v uzavřeném regulačním obvodu a je možné ji použít i k identifikaci integračních systémů. Tato metoda vychází z předpokladu, že je známa struktura i parametry přenosu regulátoru a struktura přenosu identifikované soustavy. Strukturu přenosu uzavřeného regulačního obvodu je možné vypočítat, přičemž parametry tohoto přenosu se stanoví na základě identifikace v uzavřené smyčce. Hledané parametry identifikované soustavy se určí z přenosu uzavřeného regulačního obvodu, od kterého se odpočítá přenos regulátoru.

V případě, že se řídicí veličina při identifikaci pneumatického systému mění pomalu, dochází k narážení pístu do vík tělesa válce. Náraz je způsobeno integračním charakterem této soustavy a má negativní vliv na správnost identifikovaných parametrů. Pro odstranění tohoto problému lze použít zmíněnou identifikaci.

Nepřímá identifikace je blíže popsána v literatuře [Isermann, 2000] a [Noskievič, 1999]. V této části práce jsou uvedeny pouze vztahy, které byly odvozeny pro identifikaci pneumatického systému.

Identifikaci pneumatického systému v uzavřené smyčce lze provést pouze s P regulátorem, jehož přenos je roven

$$G_R(s) = r_0. \quad (3.88)$$

Struktura obrazového přenosu pneumatické soustavy $G_s(s)$ je dána rovnicí (7.1).

Přenos uzavřeného regulačního obvodu je možné vyjádřit ve tvaru

$$G_{yw}(s) = \frac{G_R(s)G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)}. \quad (3.89)$$

Dosadíme-li do přenosu (3.89) za $G_R(s)$ vztah (3.88) a za $G_S(s)$ vztah (7.1), dostaneme

$$G_{yw}(s) = \frac{r_0(b_1s + b_0)}{a_3s^3 + a_2s^2 + (a_1 + b_1r_0)s + b_0r_0}. \quad (3.90)$$

Identifikací v uzavřené smyčce stanovíme parametry ekvivalentního přenosu

$$G_E(s) = \frac{\beta_1s + \beta_0}{\alpha_3s^3 + \alpha_2s^2 + \alpha_1s + \alpha_0}. \quad (3.91)$$

Porovnáním přenosů (3.90) a (3.91) obdržíme vztahy pro výpočet parametrů identifikované soustavy:

$$\begin{aligned} b_1 &= \beta_1 / r_0, \\ b_0 &= \beta_0 / r_0, \\ a_3 &= \alpha_3, \\ a_2 &= \alpha_2, \\ a_1 &= \alpha_1 - r_0b_1. \end{aligned} \quad (3.92)$$

Při hledání parametrů přenosu (3.92) je nezbytné dodržet podmínku $\alpha_0 = \beta_0$. K nalezení těchto parametrů může být použita například metoda nejmenších čtverců.

4 Estimace stavu systému

Při řízení systémů ve stavovém prostoru se lze často setkat s případy, kdy stavové veličiny nejsou měřitelné. Zpravidla se jedná o složité soustavy nebo o soustavy s rozloženými parametry, jako jsou například výměníky tepla, chemické reaktory, atd. Aby bylo možné takové soustavy regulovat, je nezbytné jejich neměřitelné stavy estimovat. Neměřitelné stavy soustav jsou odhadovány na základě měřených vstupů a výstupů pomocí estimátorů.

Estimátory lze rozdělit na deterministické a na Kalmanovy podle toho, zda je či není výstup soustavy, tedy i stavové veličiny, zatížen parazitním šumovým signálem. Deterministické estimátory navržené D. G. Luenbergrem se dále dělí na estimátory úplného řádu a redukovaného řádu. Estimátory úplného řádu se používají pro odhadování všech stavových veličin. V případě, že lze některé složky stavového vektoru měřit, zbylé neměřitelné složky mohou být odhadovány estimátorem redukovaného řádu.

Nechť diskrétní dynamický systém s jedním vstupem a výstupem (SISO) je ve stavovém prostoru popsán rovnicemi

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{M}\mathbf{x}(k) + \mathbf{N}u(k), \quad (4.1)$$

$$y(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}u(k), \quad (4.2)$$

kde $\mathbf{x}(k)$ je stavový vektor, $u(k)$ je vstupní veličina, $y(k)$ je výstupní veličina, \mathbf{M} je matice soustavy, \mathbf{N} je vstupní matice, \mathbf{C} je výstupní matice, \mathbf{D} je matice převodu.

Základní myšlenka deterministických estimátorů se opírá o předpoklad, že známe matice \mathbf{M} , \mathbf{N} , \mathbf{C} , \mathbf{D} , takže můžeme simulovat soustavu, jejíž model je součástí estimátoru. Deterministický estimátor popisuje následující rovnice [Strejc, 1978]:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{M}_E \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{N}_E u(k) + \mathbf{H}_E y(k), \quad (4.3)$$

kde $\hat{\mathbf{x}}(k)$ je odhad stavového vektoru $\mathbf{x}(k)$ a \mathbf{M}_E , \mathbf{N}_E , \mathbf{H}_E jsou matice estimátoru.

Cílem je určit matice estimátoru \mathbf{M}_E , \mathbf{N}_E , \mathbf{H}_E tak, aby se vektor $\hat{\mathbf{x}}(k)$ asymptoticky blížil k vektoru $\mathbf{x}(k)$. Jestliže odečteme rovnici (4.3) od (4.1), obdržíme vektor odchylky

$$\Delta \mathbf{x}(k) = \mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}(k), \quad (4.4)$$

$$\Delta \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{M}_E \Delta \mathbf{x}(k) + (\mathbf{M} - \mathbf{M}_E - \mathbf{H}_E \mathbf{C}) \mathbf{x}(k) + (\mathbf{N} - \mathbf{N}_E - \mathbf{H}_E \mathbf{D}) u(k). \quad (4.5)$$

Pokud má být vektor $\Delta \mathbf{x}(k)$ asymptoticky stabilní, musí platit následující podmínky:

$$\mathbf{M}_E = \mathbf{M} - \mathbf{H}_E \mathbf{C}, \quad (4.6)$$

$$\mathbf{N}_E = \mathbf{N} - \mathbf{H}_E \mathbf{C}, \quad (4.7)$$

$$\Delta \mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{M} - \mathbf{M}_E \mathbf{C}) \Delta \mathbf{x}(k). \quad (4.8)$$

Všechny vlastní čísla matice \mathbf{H}_E musí ležet uvnitř jednotkové kružnice, tedy

$$\det(\mathbf{M}_E) = \det(\mathbf{M} - \mathbf{H}_E \mathbf{C}) = \prod_{i=1}^n (\lambda - \lambda_i), \quad |\lambda_i| < 1. \quad (4.9)$$

Je-li splněna podmínka (4.9), pak je systém (4.8) stabilní a vektor $\Delta \mathbf{x}(k)$ konverguje k nule pro k blíží se do ∞ .

Uvedený postup odvození platí i pro estimátor redukovaného řádu. Rozdíl v jejich návrzích spočívá pouze v tom, že v případě estimátoru redukovaného řádu se stavový popis soustavy vhodnou transformací rozdělí na část měřitelnou a na část neměřitelnou.

Pro odhad stavového vektoru pneumatické soustavy byl použit estimátor redukovaného řádu, jehož odvození je uvedeno v podkapitole 8.4.2.1. O deterministických estimátorech stejně tak jako o Kalmanových blíže pojednává literatura [Strejc, 1978] a [Hanuš, 2000].

5 Technika a algoritmy řízení

Řízení pneumatické soustavy bylo realizováno převážně adaptivně, třídou adaptivních řídicích systémů označovaných jako samočinně se nastavující regulátory (STC). Začátek této kapitoly je proto věnován popisu STC, zbylá část kapitoly pak stručně pojednává o návrhu použitých algoritmů řízení. Ve všech uvedených návrzích jsou uvažovány pouze jednorozměrové systémy.

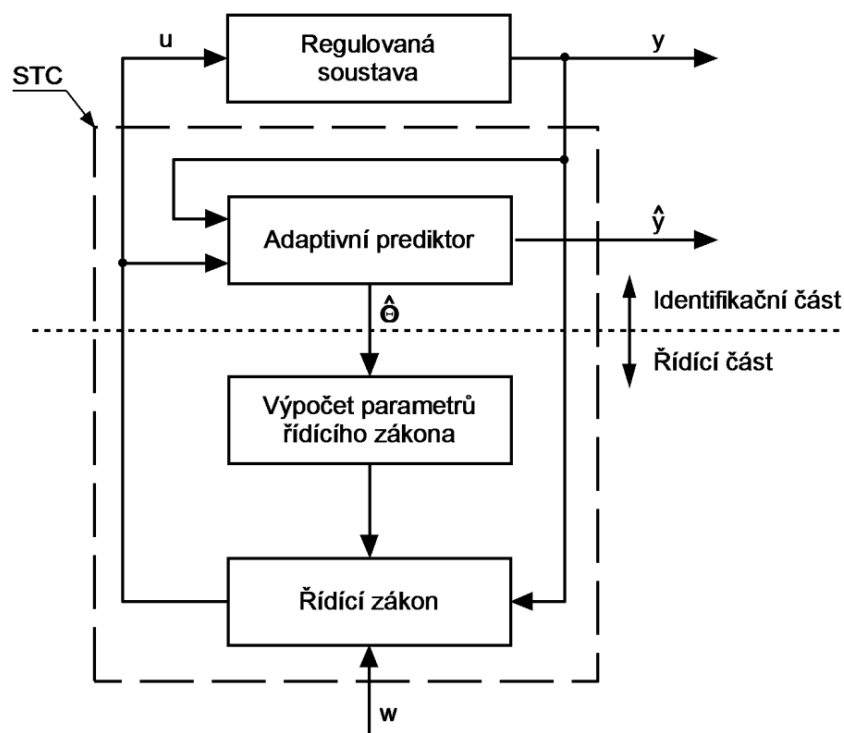
5.1 Samočinně se nastavující regulátory

Tato skupina adaptivních regulátorů je založena na identifikaci neznámého procesu s následnou syntézou zákona řízení (adaptivní řízení s průběžnou identifikací). Jedná se tedy o regulátory, které používají identické algoritmy řízení jako pevně nastavitelné regulátory, ale jsou navíc rozšířeny o průběžnou identifikaci.

Z teorie odhadů parametrů je známo, že odhady jsou vždy zatíženy určitou chybou, která závisí například na počtu identifikačních kroků, periodě vzorkování, na volbě struktury matematického modelu či změně akční veličiny. Každá změna akční veličiny kromě žádaného řídicího účinku vyvolává řízenou soustavu a tím vytváří podmínky pro její identifikaci. Pokud má být řízená soustava co nejlépe identifikována, je nezbytné klást na akční veličinu určité požadavky. Optimalizační úlohou je tak nutné nalézt takovou akční veličinu, která zajistí, aby se střední hodnota regulované veličiny co nejvíce blížila k žádané hodnotě a zároveň, aby umožňovala co nejpřesnější identifikaci soustavy. Těchto požadavků lze dosáhnout pomocí optimálního duálního řízení. Uvedené řízení je bohužel tak výpočetně náročné, že není pro naprostou většinu reálných aplikací použitelné. Z tohoto důvodu bylo navrženo několik zjednodušených přístupů, které lze již pro praktické úlohy použít (např. metody bikriteriální syntézy) [Bobál, 1999].

V praxi se obvykle používá zjednodušená neduální metoda nazývaná vnucená separace identifikace a řízení. Tato metoda byla navržena na základě experimentálních zkušeností a její princip spočívá v následujícím postupu [Bobál, 1999]:

- 1) Vektor parametrů Θ modelu procesu se pro daný krok řízení považuje za známý a je roven bodovému odhadu, tj. $\Theta = \hat{\Theta}(k-1)$.
- 2) Na základě tohoto předpokladu se navrhne strategie řízení pro zvolené kritérium kvality regulace a vypočítá se akční zásah $u(k)$.
- 3) Po získání vzorku regulované veličiny $y(k)$ a akčního zásahu $u(k)$ se provede další krok rekurzivní identifikace. Pomocí hodnot $y(k)$, $u(k)$ se aktualizuje odhad parametrů $\hat{\Theta}(k-1)$ a celý postup se opakuje pro nový odhad parametrů $\hat{\Theta}(k)$.



Obr. 5.1: Algoritmická struktura samočinně se nastavujícího regulátoru [Bobál, 2009]

Uvedenému zjednodušenému přístupu vyhovuje většina praktických úloh adaptivního řízení s průběžnou identifikací. Algoritmická struktura samočinně se nastavujících regulátorů vychází z výše popsaného přístupu a je znázorněna na obr 5.1.

Samočinně se nastavující regulátory lze rozdělit na implicitní (s nepřímou identifikací) a explicitní (s přímou identifikací). U implicitních regulátorů se identifikační procedura nepoužívá k odhadování parametrů modelu $\hat{\Theta}(k)$, ale přímo k odhadování parametrů regulátoru. Explicitní regulátory jsou charakterizovány tím, že jejich parametry se přepočítávají z odhadovaných parametrů modelu $\hat{\Theta}(k)$. O samočinně se nastavujících regulátorech a dalších adaptivních řídicích systémech blíže pojednává literatura [Åström, 1995] a [Bobál, 1999].

5.2 PSD regulátory

PSD regulátory jsou diskrétním přepisem spojitéch PID regulátorů. Při odvození algoritmu PSD regulátoru se vychází z rovnice PID regulátoru, ve které se vhodnou aproximační metodou nahradí integrace a derivace. Algoritmy PSD regulátorů se dělí na přírůstkové a na polohové. Polohové algoritmy se používají velmi zřídka, protože je nezbytné v paměti uchovávat všechny minulé hodnoty regulační odchylky pro výpočet její sumy. Přírůstkový algoritmus zmíněný problém odstraňuje, při výpočtu se určuje pouze změna akčního zásahu, která závisí na několika předchozích hodnotách regulační

odchyly. Algoritmy PSD regulátorů jsou často modifikovány o specifická opatření umožňující větší tlumení akční veličiny.

5.2.1 Seřízení PSD regulátoru modifikovanou Ziegler-Nicholsovou metodou

Podstatou Ziegler-Nicholsovy metody je určení kritického zesílení K_{PK} a kritické periody kmitů T_K výstupní veličiny uzavřeného regulačního obvodu, který byl přiveden na mez stability pomocí P regulátoru. Ziegler-Nicholsova metoda byla modifikována tak, že kritické hodnoty K_{PK}, T_K jsou vypočítávány z odhadovaných parametrů během regulačního pochodu. Vztahy pro výpočet kritických hodnot K_{PK}, T_K této modifikované metody lze odvodit pomocí unifikovaného přístupu založeného na řešení polynomiálních rovnic, anebo lze použít metody bilineární transformace. Oba dva způsoby odvození jsou popsány v literatuře [Bobál, 1999].

S modifikovanou Ziegler-Nicholsovou metodou se nejčastěji používá Takahashiho regulátor [Takahashi, 1971], protože omezuje u přechodového děje překmity při změně žádané hodnoty. Algoritmus tohoto regulátoru v přírůstkovém tvaru popisuje rovnice

$$u(k) = K_R[y(k-1) - y(k)] + K_I[w(k) - y(k)] + K_D[2y(k-1) - y(k-2) - y(k)] + u(k-1). \quad (5.1)$$

Stavitelné parametry K_R, K_I, K_D se vypočítají na základě kritických hodnot K_{PK}, T_K podle následujících vztahů

$$K_R = 0,6K_{PK} - \frac{K_I}{2}, K_I = \frac{1,2K_{PK}T_{vzor}}{T_K}, K_D = \frac{3K_{PK}T_K}{40T_{vzor}}, \quad (5.2)$$

kde T_{vzor} je perioda vzorkování.

5.3 Optimální LQ řízení

LQ regulátor neboli kvadraticky optimální regulátor je určen pro regulaci lineárních systémů. Cílem kvadraticky optimálního řízení je dosáhnout ideálního přechodu z daného stavu stavového prostoru do jeho počátku. Tohoto přechodu lze docílit minimalizací kritéria optimality, které by mělo být voleno tak, aby co nejlépe reprezentovalo požadované vlastnosti regulátoru a zároveň, aby bylo možné garantovat vlastnosti regulátoru významné z hlediska praktického použití (stabilita, robustnost, atd.) [Havlena, 2000].

Pro deterministické úlohy a jednorozměrové systémy lze uvažovat kvadratické kritérium v základním tvaru (5.3), který může být v určitých případech podle potřeby pozměněn [Strejc, 1978].

$$J = \mathbf{x}^T(N) \mathbf{Q}_N \mathbf{x}(N) + \sum_{k=0}^{N-1} [\mathbf{x}^T(k) \mathbf{Q} \mathbf{x}(k) + u^T(k) \mathbf{R} u(k)], \quad (5.3)$$

kde \mathbf{Q} , \mathbf{R} jsou pozitivně definitivní symetrické matice váhových koeficientů (pro SISO systémy je matice \mathbf{R} skalár).

Minimalizaci kvadratického kritéria (5.3) je možné provést několika různými metodami, z nichž lze zmínit například Bellmanovo dynamické programování, Hamiltonův variační počet, atd. Tato minimalizace vede na Riccatiho rovnici [Strejc, 1978]

$$\mathbf{P}(k) = \mathbf{Q} + \mathbf{M}^T \mathbf{P}(k+1) \mathbf{M} - \mathbf{M}^T \mathbf{P}(k+1) \mathbf{N} [\mathbf{R} + \mathbf{N}^T \mathbf{P}(k+1) \mathbf{N}]^{-1} \mathbf{N}^T \mathbf{P}(k) \mathbf{M} \quad (5.4)$$

s koncovou podmínkou $\mathbf{P}(N) = \mathbf{Q}_N$. Rovnice LQ regulátoru má tvar časově proměnné stavové zpětné vazby

$$u(k) = -\mathbf{K}(k) \mathbf{x}(k), \quad (5.5)$$

kde $\mathbf{K}(k)$ je optimální (Kalmanovo) zesílení

$$\mathbf{K}(k) = [\mathbf{R} + \mathbf{N}^T \mathbf{P}(k+1) \mathbf{N}]^{-1} \mathbf{N}^T \mathbf{P}(k+1) \mathbf{M}. \quad (5.6)$$

Řešení Riccatiho rovnice (5.4) se pro rostoucí $N-k$ blíží ustálené hodnotě \mathbf{P} , které odpovídá ustálená hodnota Kalmanova zesílení \mathbf{K} .

5.3.1 Sledování referenční trajektorie

Úpravou kvadratického kritéria (5.3) lze docílit toho, aby výstup soustavy sledoval konstantní referenční signál na horizontu N . Takto modifikované kvadratické kritérium je pro jednorozměrové systémy definováno vztahem [Havlina, 2000]:

$$J = \mathbf{x}^T(N) \mathbf{Q}_N \mathbf{x}(N) + \sum_{k=0}^{N-1} [e^T(k) \mathbf{Q}_e e(k) + u^T(k) \mathbf{R} u(k)], \quad (5.7)$$

kde \mathbf{Q}_e , \mathbf{R} jsou pozitivně definitivní matice váhových koeficientů (pro SISO systémy jsou matice \mathbf{Q}_e , \mathbf{R} skaláry) a $e(k)$ je regulační odchylka, kterou lze vyjádřit

$$e(k) = w(k) - y(k). \quad (5.8)$$

Jestliže označíme rozšířený stavový vektor

$$\mathbf{x}_R(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ w(k) \end{bmatrix}, \quad (5.9)$$

můžeme rozšířené stavové rovnice soustavy zapsat ve tvaru

$$\mathbf{x}_R(k+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{M} & 0 \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_R(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{N} \\ 0 \end{bmatrix} u(k) = \mathbf{M}_R \mathbf{x}_R(k) + \mathbf{N}_R u(k). \quad (5.10)$$

Předpokládáme-li striktně ryzí dynamický systém (tj. $\mathbf{D} = 0$), dosazením rovnice (5.8) do kritéria (5.7) obdržíme

$$\begin{aligned}
J &= \mathbf{x}_R^T(N) \mathbf{Q}_N \mathbf{x}_R(N) + \sum_{k=0}^{N-1} \left[(w(k) - y(k))^T \mathbf{Q}_e (w(k) - y(k)) + u^T(k) \mathbf{R} u(k) \right] = \\
&= \mathbf{x}_R^T(N) \mathbf{Q}_N \mathbf{x}_R(N) + \sum_{k=0}^{N-1} \left[\mathbf{x}_R^T(k) \begin{bmatrix} \mathbf{C}^T \mathbf{Q}_e \mathbf{C} & -\mathbf{C}^T \mathbf{Q}_e \\ -\mathbf{Q}_e \mathbf{C} & \mathbf{Q}_e \end{bmatrix} \mathbf{x}_R(k) + u^T(k) \mathbf{R} u(k) \right] = \\
&= \mathbf{x}_R^T(N) \mathbf{Q}_N \mathbf{x}_R(N) + \sum_{k=0}^{N-1} \left[\mathbf{x}_R^T(k) \mathbf{Q}_R \mathbf{x}_R(k) + u^T(k) \mathbf{R} u(k) \right].
\end{aligned} \tag{5.11}$$

Minimalizace kvadratického kritéria (5.11) vede na Riccatiho rovnici (5.4) a rovnici Kalmanova zesílení (5.6). Stavová zpětná vazba je dána vztahem

$$u(k) = -[\mathbf{K}_x \quad K_w] \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ w(k) \end{bmatrix} = -\mathbf{K}_R \mathbf{x}_R(k). \tag{5.12}$$

5.3.2 Vyrovnání trvalé poruchy

Pro vyrovnání trvalé poruchy je třeba do regulačního obvodu zařadit sumátor regulační odchylky. Výstup sumátoru $S(k)$ je možné popsat diferenční rovnicí

$$S(k+1) = S(k) + e(k). \tag{5.13}$$

Kvadratické kritérium optimality pro vyrovnání trvalé poruchy je

$$J = \mathbf{x}^T(N) \mathbf{Q}_N \mathbf{x}(N) + \sum_{k=0}^{N-1} \left[e^T(k) \mathbf{Q}_e e(k) + S^T(k) \mathbf{Q}_s S(k) + u^T(k) \mathbf{R} u(k) \right], \tag{5.14}$$

kde \mathbf{Q}_e , \mathbf{Q}_s , \mathbf{R} jsou pozitivně definitivní matice váhových koeficientů (pro SISO systémy jsou matice \mathbf{Q}_e , \mathbf{Q}_s , \mathbf{R} skaláry).

Uvažujeme-li striktně ryzí dynamický systém a dosadíme-li do rovnice (5.8) za $y(k)$ vztah (4.2), můžeme rovnici (5.13) vyjádřit ve tvaru

$$S(k+1) = S(k) + e(k) = S(k) + w(k) - \mathbf{C} \mathbf{x}(k). \tag{5.15}$$

Pokud označíme rozšířený stavový vektor

$$\mathbf{x}_R(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ w(k) \\ S(k) \end{bmatrix}, \tag{5.16}$$

můžeme rozšířené stavové rovnice soustavy zapsat ve tvaru

$$\mathbf{x}_R(k+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{M} & 0 & 0 \\ \mathbf{0} & 1 & 0 \\ -\mathbf{C} & 1 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_R(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{N} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(k) = \mathbf{M}_R \mathbf{x}_R(k) + \mathbf{N}_R u(k). \tag{5.17}$$

Jestliže dosadíme do kvadratického kritéria (5.14) za $e(k)$ vztah (5.8), obdržíme

$$J = \mathbf{x}_R^T(N) \mathbf{Q}_N \mathbf{x}_R(N) + \sum_{k=0}^{N-1} \left[(w(k) - y(k))^T \mathbf{Q}_e (w(k) - y(k)) + S^T(k) \mathbf{Q}_s S(k) + u^T(k) \mathbf{R} u(k) \right] =$$

$$\begin{aligned}
&= \mathbf{x}_R^T(N) \mathbf{Q}_N \mathbf{x}_R(N) + \sum_{k=0}^{N-1} \left[\mathbf{x}_R^T(k) \begin{bmatrix} \mathbf{C}^T \mathbf{Q}_e \mathbf{C} & -\mathbf{C}^T \mathbf{Q}_e & 0 \\ -\mathbf{Q}_e \mathbf{C} & \mathbf{Q}_e & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{Q}_s \end{bmatrix} \mathbf{x}_R(k) + u^T(k) \mathbf{R} u(k) \right] = \quad (5.18) \\
&= \mathbf{x}_R^T(N) \mathbf{Q}_N \mathbf{x}_R(N) + \sum_{k=0}^{N-1} \left[\mathbf{x}_R^T(k) \mathbf{Q}_R \mathbf{x}_R(k) + u^T(k) \mathbf{R} u(k) \right].
\end{aligned}$$

Minimalizací kritéria (5.18) dospějeme ke vztahům (5.4) a (5.6). Optimální zákon řízení lze vyjádřit ve tvaru

$$u(k) = - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_x & K_w & K_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ w(k) \\ S(k) \end{bmatrix} = -\mathbf{K}_R \mathbf{x}_R(k). \quad (5.19)$$

Sumátor regulační odchylky může být do regulačního obvodu přidán i jiným způsobem než bylo výše uvedeno. Jestliže dynamiku sumátoru popíšeme následující diferenční rovnicí [Modrlák, 2004]

$$S(k+1) = S(k) + e(k+1) \quad (5.20)$$

a předpokládáme-li, že žádaná hodnota $w(k+1)$ je známa, pak s použitím (4.2) platí

$$S(k+1) = S(k) + e(k+1) = S(k) + w(k+1) - y(k+1) = S(k) + w(k+1) - \mathbf{C} \mathbf{M} \mathbf{x}(k) - \mathbf{C} \mathbf{N} u(k). \quad (5.21)$$

Pokud zavedeme rozšířený stavový vektor pro $\mathbf{x}(k)$ a $S(k)$ ve tvaru

$$\mathbf{x}_R(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ S(k) \end{bmatrix}, \quad (5.22)$$

můžeme s použitím vztahů (4.1) a (5.21) vytvořit společný stavový model

$$\mathbf{x}_R(k+1) = \begin{bmatrix} -\mathbf{M} & 0 \\ -\mathbf{C} \mathbf{M} & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_R(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{N} \\ -\mathbf{C} \mathbf{N} \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} w(k+1) = \mathbf{M}_R \mathbf{x}_R(k) + \mathbf{N}_R u(k) + \mathbf{N}_w w(k+1). \quad (5.23)$$

Akční veličina $u(k)$ je pak rovna

$$u(k) = - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_x & K_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ S(k) \end{bmatrix} = -\mathbf{K}_R \mathbf{x}_R(k). \quad (5.24)$$

Zesílení \mathbf{K}_R v rovnici (5.24) se vypočítá na základě vztahů (5.4) a (5.6).

5.3.3 Výpočet Riccatiho rovnice

Online výpočet Riccatiho rovnice bývá realizován zpravidla dvěma metodami, metodou klouzavého horizontu a metodou označovanou Iterace rozložené v čase (IST).

Jestliže chceme dosáhnout řízení odpovídajícího nekonečnému horizontu, je nezbytné rozložit iterace Riccatiho rovnice v čase. V každé periodě řízení se provádí pouze pevný počet iterací, a to z předchozího dosaženého stavu. Horizont kritéria je tak v každé periodě zvýšen o zvolený počet a v důsledku toho se řídicí zákon po určité době přiblíží

k ustálenému řešení. Tato metoda však vychází z předpokladu, že parametry modelu se nemění. Uvedená strategie se nazývá IST a dobře se osvědčila i v případech, kdy se použije pouze jedné iterace v periodě řízení.

Druhá metoda výpočtu je založena na minimalizaci kritéria řízení s konečným horizontem. Minimalizace probíhá v každé periodě, a proto musí volena délka horizontu N tak, aby se požadovaný počet iterací Riccatiho rovnice uskutečnil ve vymezeném čase. Tato strategie bývá doplněna testem konvergence zákona řízení, o němž pojednává například literatura [Sima, 1996]. V případě, že se řešení Riccatiho rovnice mezi jednotlivými iteracemi téměř nemění, výpočet rovnice se ukončí. Počáteční řešení Riccatiho rovnice má vliv na kvalitu řízení i na stabilitu pouze tehdy, zvolíme-li krátký horizont optimalizace [Bobál, 1999].

5.4 Prediktivní řízení

Prediktivní řízení (MPC) je známo již od druhé poloviny sedmdesátých let minulého století a od té doby bylo vyvinuto mnoho metod, které jsou v průmyslu používány pro řízení nejrůznějších technologických procesů. Tato strategie řízení je v dnešní době používána především z důvodu schopnosti respektovat omezení reálného systému a navíc je vhodná i pro řízení MIMO systémů. Nevýhodou MPC je však výpočetně náročná optimalizace, která v případě velmi rychlých systémů představuje značný problém.

Základním požadavkem prediktivního řízení je přesná znalost modelu soustavy, neboť slouží k výpočtu budoucích hodnot výstupní veličiny. Průběh žádané hodnoty je obvykle znám, a tak je možné z predikovaných hodnot výstupní veličiny a ze znalosti žádané hodnoty vypočítat optimální hodnoty akčního zásahu. Tyto řídicí zásahy jsou získány minimalizací účelové funkce, která má zpravidla tvar kvadratického kritéria.

Návrh prediktivního řízení spočívá ve stanovení predikčních rovnic výstupu systému a v minimalizaci účelové funkce, ve které jsou dané rovnice zahrnuty. Algoritmy prediktivního řízení lze rozdělit podle charakteru predikčních rovnic na algoritmy polohové a algoritmy přírůstkové. Algoritmus prediktivního řízení uvedený v této práci vychází z principů zobecněného prediktivního řízení (GPC) [Ordys, 1993].

5.4.1 Predikce výstupu systému

Vyjdeme-li ze stavového popisu SISO soustavy daného rovnicemi (4.1), (4.2) a uvažujeme-li striktně ryzí dynamický systém, pak predikci výstupu $\hat{y}(k+i)$ pro $i=1, \dots, N$ můžeme vyjádřit následujícími predikčními rovnicemi

$$\hat{y}(k+1) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{C}\mathbf{M}\mathbf{x}(k) + \mathbf{C}\mathbf{N}u(k), \quad (5.25)$$

$$\hat{y}(k+2) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k+2) = \mathbf{C}\mathbf{M}^2\mathbf{x}(k) + \mathbf{C}\mathbf{M}\mathbf{N}u(k) + \mathbf{C}\mathbf{N}u(k+1), \quad (5.26)$$

$$\hat{y}(k+3) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k+3) = \mathbf{C}\mathbf{M}^3\mathbf{x}(k) + \mathbf{C}\mathbf{M}^2\mathbf{N}u(k) + \mathbf{C}\mathbf{M}\mathbf{N}u(k+1) + \mathbf{C}\mathbf{N}u(k+2), \quad (5.27)$$

$$\vdots \quad \quad \quad \vdots$$

$$\hat{y}(k+N) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k+N) = \mathbf{C}\mathbf{M}^N\mathbf{x}(k) + \mathbf{C}\mathbf{M}^{N-1}\mathbf{N}u(k) + \mathbf{C}\mathbf{M}^{N-2}\mathbf{N}u(k+1) + \dots + \mathbf{C}\mathbf{N}u(k+N-1). \quad (5.28)$$

Soustavu rovnic (5.25) až (5.28) je možné zapsat v maticovém tvaru

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{y}_n + \mathbf{y}_v = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f}, \quad (5.29)$$

kde

$$\hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}(k+1) \quad \hat{y}(k+2) \quad \dots \quad \hat{y}(k+N)]^T, \quad (5.30)$$

$$\mathbf{u} = [u(k+1) \quad u(k+2) \quad \dots \quad u(k+N)]^T, \quad (5.31)$$

$$\mathbf{f} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}\mathbf{M} \\ \mathbf{C}\mathbf{M}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{C}\mathbf{M}^N \end{bmatrix} \mathbf{x}(k), \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}\mathbf{N} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}\mathbf{M}\mathbf{N} & \mathbf{C}\mathbf{N} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{C}\mathbf{M}^{N-1}\mathbf{N} & \mathbf{C}\mathbf{M}^{N-2}\mathbf{N} & \dots & \mathbf{C}\mathbf{N} \end{bmatrix}. \quad (5.32)$$

Predikci výstupu $\hat{\mathbf{y}}$ lze vyjádřit součtem dvou průběhů, nucené odezvy \mathbf{y}_n a volné odezvy \mathbf{y}_v . Volná odezva \mathbf{y}_v vychází z aktuálně naměřeného stavu $\mathbf{x}(k)$ a popisuje budoucí průběh výstupní veličiny za předpokladu, že působící akční veličina bude konstantní. Nucenou odezvou \mathbf{y}_n je vyjádřen průběh výstupní veličiny při nenulových budoucích změnách akční veličiny.

Odvozené vztahy (5.25) až (5.32) platí pro polohový algoritmus prediktivního regulátoru. V případě přírůstkového algoritmu regulátoru je nezbytné rozšířit model soustavy o sumátor

$$u(k+1) = u(k) + \Delta u(k). \quad (5.33)$$

Zavedeme-li rozšířený stavový vektor $\mathbf{x}_R(k)$

$$\mathbf{x}_R(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ u(k) \end{bmatrix}, \quad (5.34)$$

pak můžeme stavový popis soustavy vyjádřit ve tvaru

$$\mathbf{x}_R(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{M} & \mathbf{N} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_R(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{N} \\ 1 \end{bmatrix} \Delta u(k) = \mathbf{M}_R \mathbf{x}_R(k) + \mathbf{N}_R \Delta u(k), \quad (5.35)$$

$$y(k) = [\mathbf{C} \quad 0] \mathbf{x}_R(k) = \mathbf{C}_R \mathbf{x}_R(k). \quad (5.36)$$

Uvedená modifikace stavového popisu odstraňuje trvalou regulační odchylku a případné nepřesnosti modelu. Predikce výstupu $\hat{\mathbf{y}}$ je popsána maticovou rovnicí (5.37) a její

odvození je shodné s výše uvedeným.

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{y}_n + \mathbf{y}_v = \tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{u}} + \tilde{\mathbf{f}}, \quad (5.37)$$

kde

$$\hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}(k+1) \quad \hat{y}(k+2) \quad \dots \quad \hat{y}(k+N)]^T, \quad (5.38)$$

$$\tilde{\mathbf{u}} = [\Delta u(k+1) \quad \Delta u(k+2) \quad \dots \quad \Delta u(k+N)]^T, \quad (5.39)$$

$$\tilde{\mathbf{f}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_R \mathbf{M}_R \\ \mathbf{C}_R \mathbf{M}_R^2 \\ \vdots \\ \mathbf{C}_R \mathbf{M}_R^N \end{bmatrix} \mathbf{x}_R(k), \quad \tilde{\mathbf{G}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_R \mathbf{N}_R & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}_R \mathbf{M}_R \mathbf{N}_R & \mathbf{C}_R \mathbf{N}_R & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{C}_R \mathbf{M}_R^{N-1} \mathbf{N}_R & \mathbf{C}_R \mathbf{M}_R^{N-2} \mathbf{N}_R & \dots & \mathbf{C}_R \mathbf{N}_R \end{bmatrix}. \quad (5.40)$$

5.4.2 Minimalizace účelové funkce

Další část návrhu prediktivního řízení představuje minimalizace účelové funkce, kterou lze provést bez a s omezujícími podmínkami. Standardní účelovou funkci používanou pro prediktivní řízení lze vyjádřit ve tvaru [Camacho, 2004]:

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(k+j) - w(k+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) u^2(k+j), \quad (5.41)$$

kde $\lambda(j)$ a $\delta(j)$ jsou penalizační parametry, které se obvykle volí jako konstanty nebo jako exponenciální funkce. V mnoha případech bývá penalizován pouze akční zásah $u(k+j)$ ($\lambda(j) = 1$). N_1 , N_2 a N_u se nazývají horizonty počáteční necitlivosti, predikce a řízení. Horizonty N_2 a N_u se zpravidla volí stejně dlouhé ($N = N_2 = N_u$). Akční zásah $u(k+j)$ lze nahradit přírůstkem akčního zásahu $\Delta u(k+j)$, minimalizace kritéria pak vede na přírůstkový algoritmus prediktivního regulátoru.

Převedeme-li kritérium (5.41) do maticové podoby, dostaneme

$$J = (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w})^T \boldsymbol{\delta} (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w}) + \mathbf{u}^T \boldsymbol{\lambda} \mathbf{u}, \quad (5.42)$$

kde $\boldsymbol{\lambda}$, $\boldsymbol{\delta}$ jsou diagonální matice penalizačních parametrů a

$$\mathbf{w} = [w(k+1) \quad w(k+2) \quad \dots \quad w(k+N)]^T \quad (5.43)$$

je vektor žádaných hodnot. Jestliže dosadíme za $\hat{\mathbf{y}}$ vztah (5.29), po úpravě obdržíme

$$\begin{aligned} J &= (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w})^T \boldsymbol{\delta} (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w}) + \mathbf{u}^T \boldsymbol{\lambda} \mathbf{u} = (\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{y}_v - \mathbf{w})^T \boldsymbol{\delta} (\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{y}_v - \mathbf{w}) + \mathbf{u}^T \boldsymbol{\lambda} \mathbf{u} = \\ &= \mathbf{u}^T (\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{G}^T \boldsymbol{\delta} \mathbf{G}) \mathbf{u} + (\mathbf{y}_v^T - \mathbf{w}^T) \boldsymbol{\delta} \mathbf{G} \mathbf{u} + \mathbf{u}^T \mathbf{G}^T \boldsymbol{\delta} (\mathbf{y}_v - \mathbf{w}) + (\mathbf{w} - \mathbf{y}_v)^T \boldsymbol{\delta} (\mathbf{w} - \mathbf{y}_v). \end{aligned} \quad (5.44)$$

Minimum kritéria (5.44) nalezneme, položíme-li

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{u}} = 2(\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{G}^T \boldsymbol{\delta} \mathbf{G}) \mathbf{u} + 2\mathbf{G}^T \boldsymbol{\delta} (\mathbf{w} - \mathbf{y}_v) = 0. \quad (5.45)$$

Po úpravě vztahu (5.45) dostaneme vektor budoucích akčních zásahů

$$\mathbf{u} = -(\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda)^{-1} \mathbf{G}^T \delta(\mathbf{w} - \mathbf{y}_v). \quad (5.46)$$

Analogicky lze odvodit vztah pro výpočet vektoru přírůstků akčního zásahu $\tilde{\mathbf{u}}$. Pro reálnou implementaci je však vhodnější použít odmocninový přístup. Předností tohoto přístupu je jeho matematická přímočarost a stabilita i v případech, kdy matice soustavy nejsou regulární [Belda, 2007].

Kritérium (5.42) se pro aplikaci odmocninového přístupu upraví na tvar

$$J = [(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w})^T \quad \mathbf{u}^T] \begin{bmatrix} \delta & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix}. \quad (5.47)$$

Pro minimalizaci stačí použít pouze druhou polovinu kritéria (5.47), tedy

$$J' = \begin{bmatrix} \delta & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{G}\mathbf{u} - \mathbf{y}_0 - \mathbf{w} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta \mathbf{G} \\ \lambda \end{bmatrix} \mathbf{u} - \begin{bmatrix} \delta(\mathbf{w} - \mathbf{y}_v) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = 0. \quad (5.48)$$

Minimalizace kritéria (5.48) tak vede na soustavu lineárních algebraických rovnic

$$\begin{bmatrix} \delta \mathbf{G} \\ \lambda \end{bmatrix} \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \delta(\mathbf{w} - \mathbf{y}_v) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (5.49)$$

Vektor akčních zásahů \mathbf{u} se určí řešením soustavy algebraických rovnic (5.49). Tato soustava bývá řešena zpravidla pomocí QR rozkladu. O použití odmocninového přístupu blíže pojednává [Belda, 2007].

Výpočet vektoru akčních zásahů \mathbf{u} , resp. vektoru přírůstků akčního zásahu $\tilde{\mathbf{u}}$ probíhá v každé periodě řízení. Z tohoto vektoru se pro regulaci soustavy aplikuje pouze první akční zásah. Uvedená strategie výpočtu zákona řízení se nazývá metoda klouzavého horizontu (RHC).

5.4.3 Minimalizace účelové funkce při existenci omezujících podmínek

Minimalizaci účelové funkce je vhodnější provést s omezujícími podmínkami, neboť u téměř každého průmyslového procesu se lze setkat s určitými omezeními. Tato omezení jsou obvykle způsobena akčními členy, protože mohou pracovat jen v určitém rozpětí hodnot. V praxi se nejčastěji aplikuje omezení typu saturace na výsledek, který se získá minimalizací účelové funkce bez omezujících podmínek. Zmíněná technika však nezaručí optimální řízení podle zvolených kritérií a její nevýhodou je i to, že omezení mohou být vztaženy pouze na akční zásah a na jeho přírůstky. V případě, že se účelové funkce minimalizuje s omezujícími podmínkami, omezení je možné aplikovat na výstupní veličinu a u stavového modelu i na jednotlivé vnitřní stavy systému [Bobál, 2008].

Při minimalizaci účelové funkce s omezeními se obvykle předpokládá přírůstkový charakter algoritmu regulátoru. Tato minimalizace vede na úlohu konvexního programování s lineárními ohraničeními a kvadratickou účelovou funkcí, jinými slovy, na úlohu kvadratického programování. Účelová funkce (5.41) se proto převádí do maticového tvaru používaného při kvadratickém programování:

$$J = (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w})^T \boldsymbol{\delta} (\mathbf{y} - \mathbf{w}) + \tilde{\mathbf{u}}^T \boldsymbol{\lambda} \tilde{\mathbf{u}} = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{u}}^T \mathbf{H} \tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{b}^T + \mathbf{f}_0, \quad (5.50)$$

kde

$$\mathbf{H} = 2(\boldsymbol{\lambda} + \tilde{\mathbf{G}}^T \boldsymbol{\delta} \tilde{\mathbf{G}}), \quad (5.51)$$

$$\mathbf{b} = 2(\mathbf{y}_v - \mathbf{w}) \boldsymbol{\delta} \tilde{\mathbf{G}}, \quad (5.52)$$

$$\mathbf{f}_0 = (\mathbf{y}_v - \mathbf{w})^T \boldsymbol{\delta} (\mathbf{y}_v - \mathbf{w}). \quad (5.53)$$

V rovnici (5.50) není člen \mathbf{f}_0 závislý na vektoru přírůstků akčního zásahu $\tilde{\mathbf{u}}$, a tak může být z této rovnice vyloučen. Pro řešení úlohy kvadratického programování lze použít například metodu projekčních gradientů, Hildretovu metodu, Fletcherovu metodu, atd.

Omezující podmínky se rozdělují na tvrdé a měkké. Tvrdá omezení nelze za žádných okolností překročit, kdežto měkká omezení mohou být v určitých případech překročena, např. pokud nelze provést minimalizaci účelové funkce v rámci tvrdých omezení. Mezi nejčastěji používaná tvrdá omezení patří omezení akčního zásahu, omezení změny akčního zásahu a omezení výstupní veličiny. Tato omezení lze vyjádřit následujícími rovnicemi [Camacho, 2004]:

$$u_{\min} \leq u(k) \leq u_{\max}, \quad (5.54)$$

$$\Delta u_{\min} \leq u(k) - u(k-1) \leq \Delta u_{\max}, \quad (5.55)$$

$$y_{\min} \leq y(k) \leq y_{\max}. \quad (5.56)$$

Pro zvolený horizont N mohou být všechna omezení zapsána maticovou nerovností

$$\mathbf{R} \tilde{\mathbf{u}} \leq \mathbf{c}, \quad (5.57)$$

kde

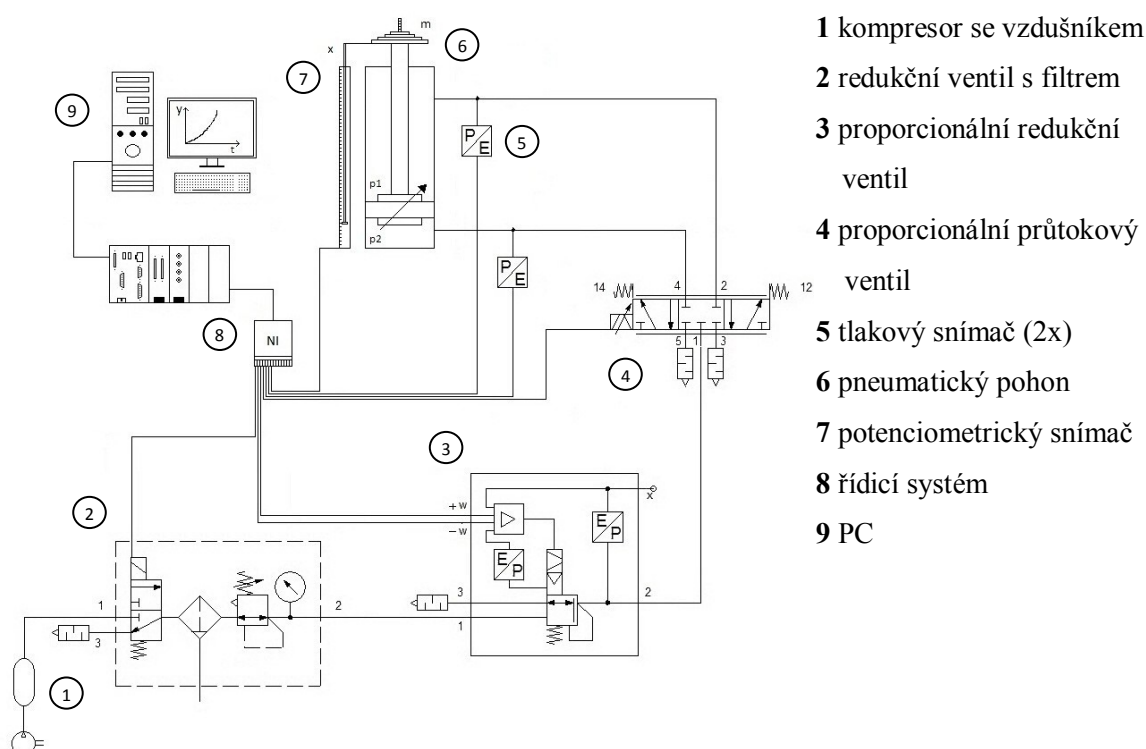
$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ -\mathbf{I} \\ \mathbf{T} \\ -\mathbf{T} \\ \mathbf{G} \\ -\mathbf{G} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} \Delta u_{\max} \mathbf{V} \\ -\Delta u_{\min} \mathbf{V} \\ u_{\max} \mathbf{V} - u(k-1) \mathbf{V} \\ -u_{\min} \mathbf{V} + u(k-1) \mathbf{V} \\ y_{\max} \mathbf{V} - \mathbf{y}_v \\ y_{\min} \mathbf{V} - \mathbf{y}_v \end{bmatrix}. \quad (5.58)$$

Ve vztahu (5.58) značí \mathbf{I} jednotkovou matici, \mathbf{T} dolní trojúhelníkovou matici s prvky rovny 1 a \mathbf{V} sloupcový vektor se všemi prvky rovny 1.

Měkké omezující podmínky se nejčastěji používají pro omezení výstupní veličiny a omezení překmitu. O jejich aplikaci lze nalézt více informací v literatuře [Camacho, 2004], [Wang, 2009].

6 Pneumatický servosystém

V rámci doktorské práce byl vytvořen laboratorní model pneumatického servosystému s přímočarým pohonem. Tento model vznikl za podpory výzkumného záměru Fakulty strojní TUL a slouží k výzkumným účelům a podpoře výuky na katedře aplikované kybernetiky. Pneumatická soustava je zobrazena na obr. 6.2 až 6.4 a její zjednodušené schéma na obr. 6.1.

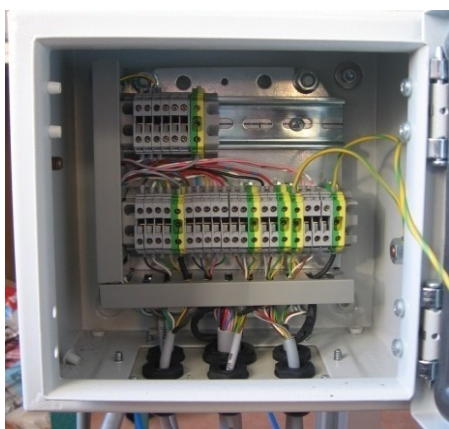


Obr. 6.1: Schéma pneumatického servosystému

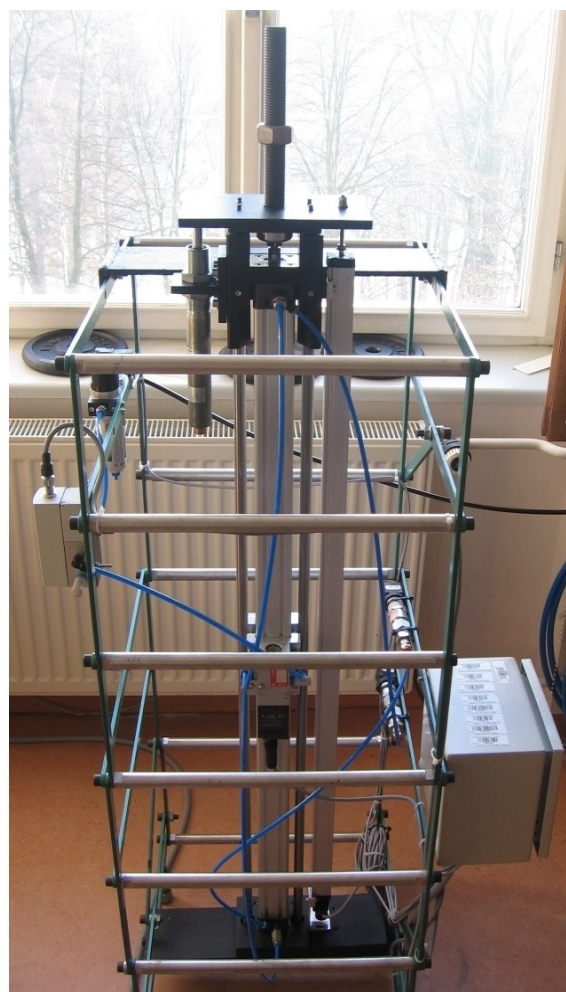
Vzduch z kompresoru je nejdříve filtrován a poté je přiváděn na vstup redukčního ventilu HEE-D-MINI-24. Tímto ventilem je ovládán přívod vzduchu do pneumatické soustavy. Jelikož tlak vzduchu v přívodním potrubí kolísá a zároveň je průtok vzduchu závislý na tlaku, musí být tlak vzduchu udržován při měnícím se průtoku na konstantní hodnotě. Pro tento účel je součástí pneumatické soustavy proporcionální redukční ventil VPPM-6L-L-1-618-0210H-A4P-S1C1. Proporcionálním průtokovým ventilem MPYE-5-1-1/8-HF-010-B je řízen průtok vzduchu do pracovních komor pneumatického válce PS-5-040-A-1000. Poloha pístu je snímána potenciometrickým snímačem LTM1000 a tlak v pracovních komorách válce je odměřován dvěma tlakovými snímači DMP331 s tlumiči rázů TTR4.



Obr. 6.2: Rozvaděčová skříň 1



Obr. 6.3: Rozvaděčová skříň 2



Obr. 6.4: Pneumatická soustava

Pneumatický válec je upevněn ve svislé poloze pomocí dvou příčníků umístěných ve spodní a horní části nosné konstrukce. Vedle pneumatického válce je připevněn potenciometrický snímač polohy, jehož jezdec je spojen s koncem pístní tyče pneumatického válce. Při zatěžování válce může docházet k natáčení a ohýbání pístní tyče, a proto je válec vybaven vedením OHA-040-01-500 spolu s přípravkem pro vkládání zatížení (obr. C.4).

Pokud byl pneumatický válec zatížen a píst se pohyboval se směrem dolů, docházelo v koncové poloze ke vzniku velkých rázů. Energie pohybujícího se pístu je z tohoto důvodu snižována tlumičem rázů Festo YSR-25-40 upevněným k vedení válce. Napájecí a datové kabely od elektropneumatických prvků jsou svedeny do menší rozvaděčové skříně (obr. 6.3) uchycené k nosné konstrukci. Tato skříň je propojena jedním více žilovým kabelem s větší rozvaděčovou skříní (obr. 6.2), ve které je umístěn napájecí zdroj 24V/4A, zdroj referenčního napětí 10V pro potenciometrický snímač (obr. B.7), U/I a I/U převodníky signálů GXN24 a DPS pro oddělení digitálních vstupů a výstupů (obr. B.1, B.2). Kabely pro řídicí signály jsou vyvedeny pouze z větší rozvaděčové skříně a jsou

připojeny do svorek externí svorkovnice SCB-68 řídicího systému PXI.

6.1 Proporcionální průtokový ventil MPYE

Proporcionální průtokový ventil MPYE je spojitě řízený 5/3 cestný rozvaděč s uzavřenou střední polohou. Uvnitř ventilu je v keramickém pouzdře uloženo šoupátko s překrytím, jehož pohyb je ovládán elektromagnetem a snímán bezkontaktním snímačem.



Obr. 6.5: Proporcionální průtokový ventil MPYE

Poloha šoupátka je regulována v uzavřeném elektronickém regulačním obvodu, přičemž žádaná hodnota je zadávána buď ve formě napětí (0 - 10V) nebo proudu (4 - 20mA) přivedeného na vstupní konektor. Střední poloze šoupátka, při níž je ventil uzavřen, odpovídá napětí 5V, resp. 12mA u proudové varianty ventilu. Ventil je charakterizován dlouhou životností, vysokou přesností (hystereze 0,4% z celého zdvihu) a vyrábí se v provedení pro nízké a vysoké průtoky. Mezní frekvence ventilu je 100Hz při pohybu mezi 20 - 80% otevření.

Pro řízení pneumatického pohonu byla zvolena napěťová varianta MPYE ventilu v provedení pro vysoké průtoky (maximální průtok 700l/min při napájecím tlaku 6bar). Tento ventil je upevněn pomocí držáku (obr. C.1, C.2) k pneumatickému válci v polovině jeho délky. Tímto uchycením ventilu je docíleno stejné délky přívodních hadic vedoucích do pracovních komor válce.

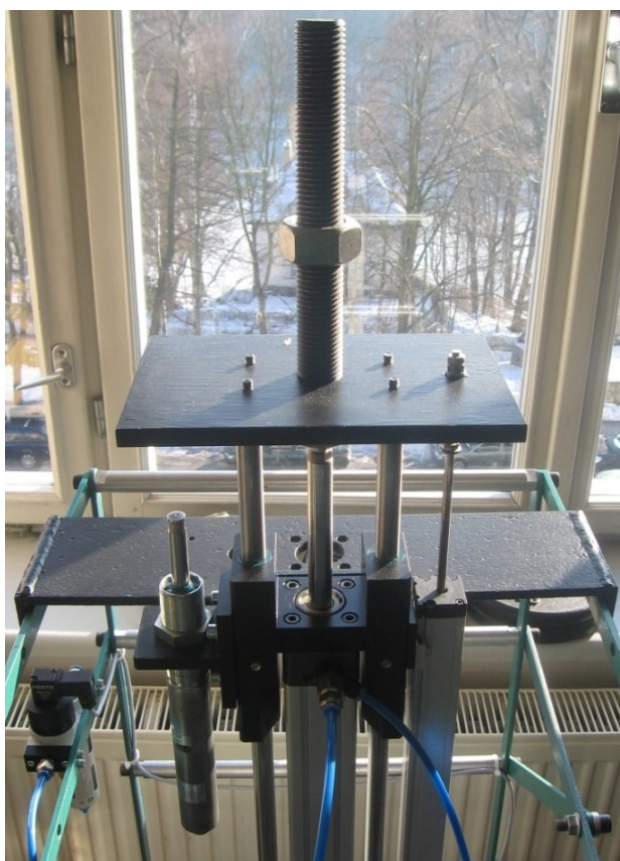
6.2 Pneumatický pohon

Druhým hlavním konstrukčním prvkem pneumatického servosystému je pohon PS-5-040-A-1000. Jedná se o dvojčinný přímočarý pneumatický válec se signalizací krajních poloh a s regulovaným tlumením v koncových polohách.

Přímočarý dvojčinný válec se skládá z tělesa válce, uvnitř něhož se pohybuje dělený píst spojený s pístní tyčí. Píst je opatřen tlumicími nákrůžky, obsahuje permanentní magnety (pro indikaci polohy) a ve válci je obvykle těsněn dynamicky namáhanými manžetami. Pístnice prochází předním víkem válce, kde je vedena a těsněna. Víka jsou maticemi přitlačena k tělesu válce a jsou opatřena otvory pro přívod vzduchu. V koncových polohách je válec vybaven tlumením zamezujícím vzniku rázů.

Parametry zvoleného přímočarého válce jsou: délka tlumení 25mm, průměr pístu 40mm, maximální délka zdvihu 1000mm, maximální dovolená rychlost pístu 1m/s a teoretická síla pístu při tlaku 5bar 565N. Provozním médiem je filtrovaný stlačený vzduch o tlaku v rozsahu 0,1 - 1MPa. Tento válec byl vyroben firmou Poličské strojírny.

Aby bylo možné pneumatický válec zatěžovat a nedošlo k jeho nenávratnému poškození, bylo k válci dokoupeno vedení OHA-040-01-500. Vedení válce slouží k odlehčení od radiálních sil působících na pístnici válce a zamezuje pootáčení pístu. Poloha pístu je měřena lineárním potenciometrickým snímačem LTM1000, který je připojen ke zdroji referenčního napětí 10V umístěným ve velké rozváděčové skříni.



Obr. 6.6: Pohled na vedení válce a zatěžující přípravek

6.3 Řídicí systém a software

Pro řízení pneumatické soustavy byl zvolen modulární PXI systémem od firmy National Instruments (NI). PXI systém je tvořen šasi s napájecím zdrojem a sloty, do nichž se zasouvají dva druhy modulů. Do první pozice se vždy umísťuje modul systémového kontroléru, zbylé pozice jsou k dispozici pro periferní moduly (měřící karty, analyzátory signálů, atd.). Tento řídicí systém lze ovládat buď pod operačním systémem MS Windows XP nebo pod real-time operačním systémem vyvinutém firmou NI.



Obr. 6.7: Řídící systém PXI

Použité PXI obsahuje systémový kontrolér PXI-8106, který je osazen dvou jádrovým procesorem s frekvencí 2,16GHz, má operační paměť 512MB DDR2 RAM a dále je vybaven síťovým rozhraním Ethernet, GPIB, konektorem pro připojení monitoru, USB sběrnici, atd. Kontrolér komunikuje prostřednictvím PXI sběrnice s měřicí kartou PXI-6259. Tato karta má multiplexované vstupy a je propojena s externí svorkovnicí SCB-68,

do jejichž svorek jsou připojeny elektropneumatické prvky.

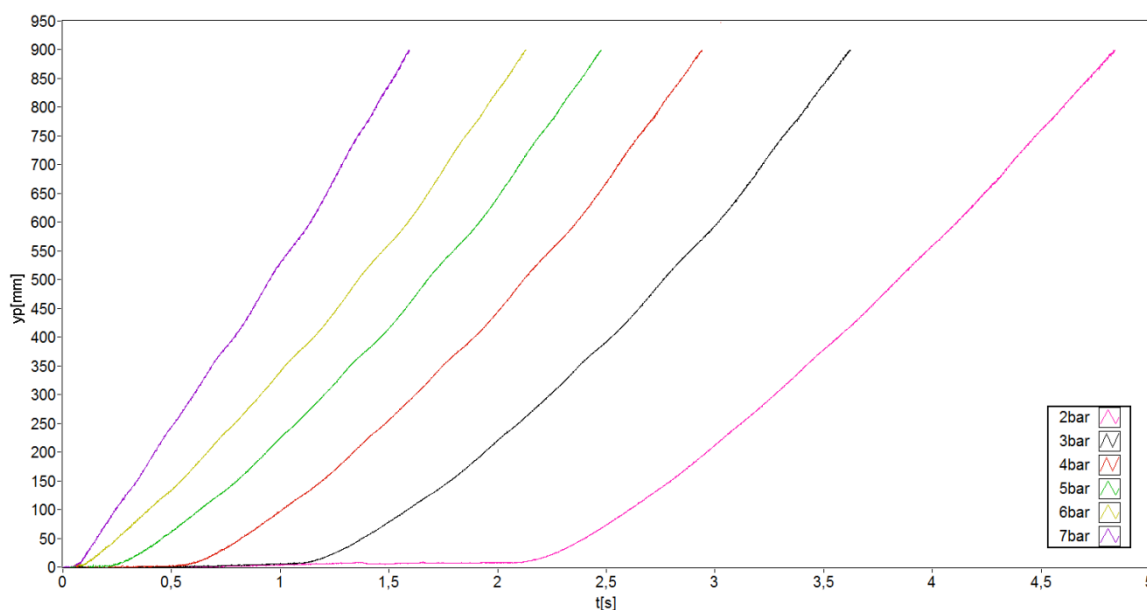
Správnost návrhu prvků tvořících regulační obvody byla ověřována ve výpočetním programovém prostředí MATLAB MathWorks a v jeho toolboxu Simulink byla realizována převážná část simulací. Navržené regulační obvody byly vytvořeny v real-time modulu programu NI LabVIEW a ve snaze dosažení vysoké frekvence vzorkování byly některé části řídicích algoritmů napsány v programovacím jazyce C (CIN LabVIEW).

7 Identifikace pneumatického servosystému

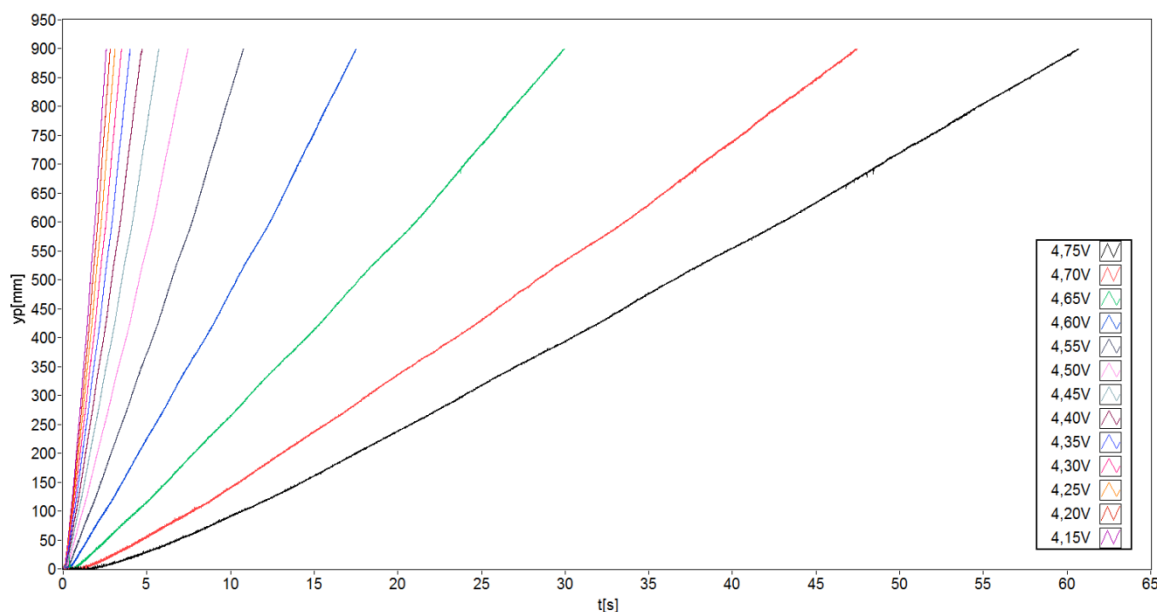
Pneumatický servosystém tvořený přímočarým pohonem a proporcionálním průtokovým ventilem je nelineární a integrační soustava. Nelineární chování této soustavy je způsobeno nelineární průtokovou charakteristikou ventilu MPYE (obr. 10.2) a především stlačitelností vzduchu, který je u pneumatických systémů nositelem energie. Jeho charakteristické vlastnosti ovlivňují vlastnosti celého systému a to nejen při rozbíhání, zastavování a zatěžování.

Dalším faktorem způsobujícím nelineární chování jsou pasivní odpory pneumatického válce. Pasivní odpory jsou závislé na materiálových vlastnostech, mazání, topografii a geometrii kontaktu a na rychlosti pohybu. Spolu se stlačitelností vzduchu také způsobují typickou vlastnost pneumatických servosystémů, auto-oscilaci pístu kolem žádané polohy. Kompenzace pasivních odporů je značně rozsáhlá problematika a metoda, která byla aplikována, je uvedena v kapitole 10 spolu s technikou potlačení auto-oscilace pístu.

Integrační charakter soustavy neumožňuje sestavit statickou charakteristiku polohy ani rychlosti, neboť derivovaný signál polohy je i po velmi důkladné filtraci zašumělý. Astatismus soustavy lze pozorovat na obr. 7.1 a obr. 7.2. Na obr. 7.2 je možné pozorovat i nelineární chování soustavy způsobené zmíněnými pasivními odpory, nelineární průtokovou charakteristikou ventilu MPYE a termodynamickými ději probíhajícími uvnitř přívodních hadic a pracovních komor válce.



Obr. 7.1: Vliv napájecího tlaku na průběh polohy pístu



Obr. 7.2: Průběh polohy pístu v závislosti na zdvihu šoupátka

7.1 Matematický model pneumatického servosystému

Matematický model pneumatického servosystému lze odvodit na základě matematicko-fyzikální analýzy a při jeho sestavování je nutné vytvořit model proporcionálního průtokového ventilu a model pneumatického válce. Model průtokového ventilu vychází z pohybové rovnice popisující dynamiku šoupátka a z rovnic vyjadřujících hmotnostní průtok vzduchu otvory ventilu. Model pneumatického pohonu lze sestavit z pohybové rovnice charakterizující dynamiku pístu a z termodynamických rovnic popisujících děje uvnitř pracovních komor válce. Při tvorbě modelu se zjednodušuje celá řada složitých dějů, uvažuje se ideální plyn a v případě, že měření nejsou prováděna v klimatizované místnosti, naměřená data se neshodují s již dříve naměřenými. Všechny uvedené okolnosti mají vliv na výslednou přesnost modelu, která se pohybuje v nejlepších případech kolem 80% (konzultováno). Vytvoření takto přesného modelu je navíc velmi komplikované a náročné z hlediska naměření potřebných veličin. O odvození nelineárního matematického modelu pneumatického systému pojednává například literatura [Noskiewicz, 1999].

Vzhledem k uvedeným okolnostem jsem se rozhodl nelineární model pneumatického servosystému nevytvořit. Jeho odvození by bylo dosti časově náročné a ve výsledku by nebylo dosaženo příliš vysoké přesnosti modelu. Takový model by při návrhu řízení neplnil svoji funkci, a proto jsem se důsledněji zaměřil na návrh řízení. Navržené algoritmy řízení byly ověřovány přímo na pneumatické soustavě.

7.2 Identifikace pneumatického servosystému

7.2.1 Struktura obrazového přenosu

Obrazový přenos pneumatického servosystému popisuje dynamické vlastnosti proporcionálního průtokového ventilu a přímočarého pohonu. Tímto přenosem je vyjádřena závislost mezi řídicím napětím průtokového ventilu a polohou pístu pneumatického válce.

Výběr struktury obrazového přenosu byl omezen pouze na integrační charaktery přenosů. Výsledná struktura byla vybírána z několika struktur, které jsou spolu s hodnotou kritéria výběru uvedeny v tab. A.1.

Struktury byly porovnány na základě naměřené odezvy systému na skok řídicího napětí o velikosti 4,3V. Z naměřeného průběhu řídicího signálu a polohy pístu byly metodou nejmenších čtverců vypočítány parametry obrazového přenosu. Následnou simulací byla stanovena hodnota kritéria výběru, chyba mezi skutečným průběhem a průběhem získaným pomocí daného přenosu. Tento postup byl aplikován na všechny zvolené struktury uvedené v tab. A.1.

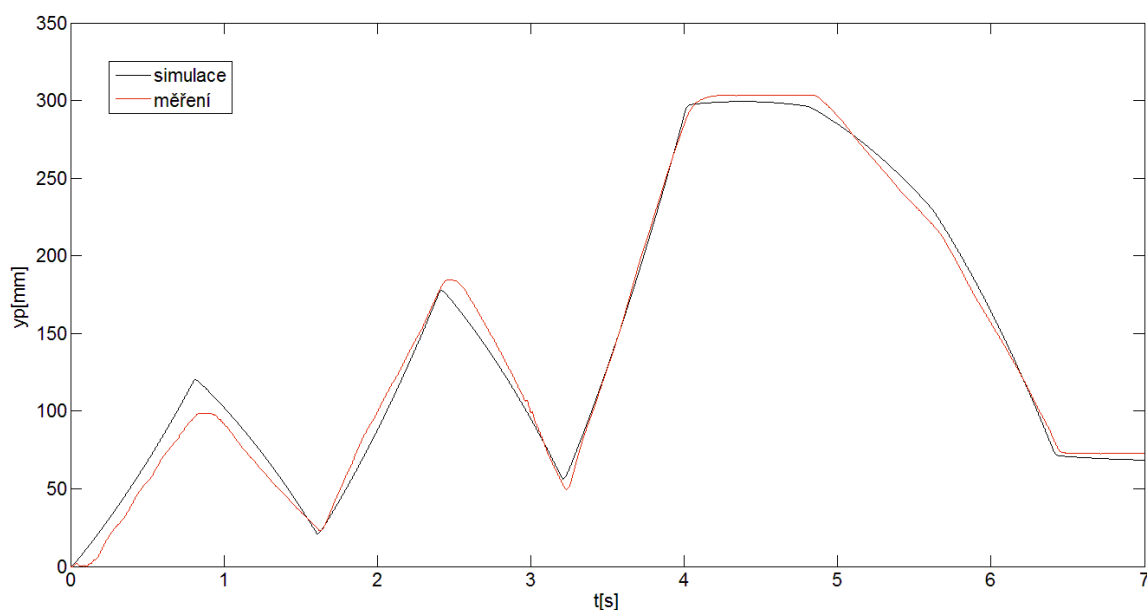
Výsledná struktura přenosu pneumatického servosystému je

$$G_s(s) = \frac{Y_p(s)}{U(s)} = \frac{b_1s + b_0}{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s}. \quad (7.1)$$

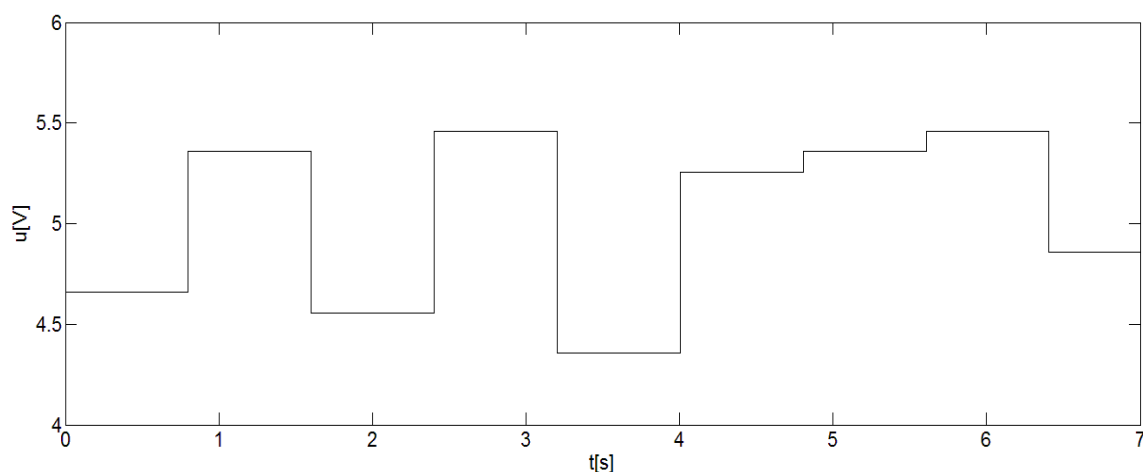
7.2.2 Identifikace parametrů obrazového přenosu

Aby bylo možné porovnat rozdíly mezi regulačními průběhy dosaženými s adaptivními regulátory a regulátory s pevně danou strukturou, bylo nezbytné stanovit parametry přenosu servosystému (7.1). Identifikace těchto parametrů byla provedena třemi metodami.

Na vstup průtokového ventilu byl při první identifikační metodě přiveden řídicí signál ve formě několika skoků různé velikosti. Skoky byly voleny tak, aby píst nenarážel na konci zdvihu do vík tělesa válce. Z naměřeného průběhu polohy pístu a řídicího napětí ventilu byly metodou nejmenších čtverců vypočítány parametry obrazového přenosu (7.1). Verifikací byla ale zjištěna značná nepřesnost modelu, a proto byl zvolen jiný způsob identifikace, nepřímá identifikace v uzavřené smyčce. V tab. 7.1 je tato technika označen číslem 1.



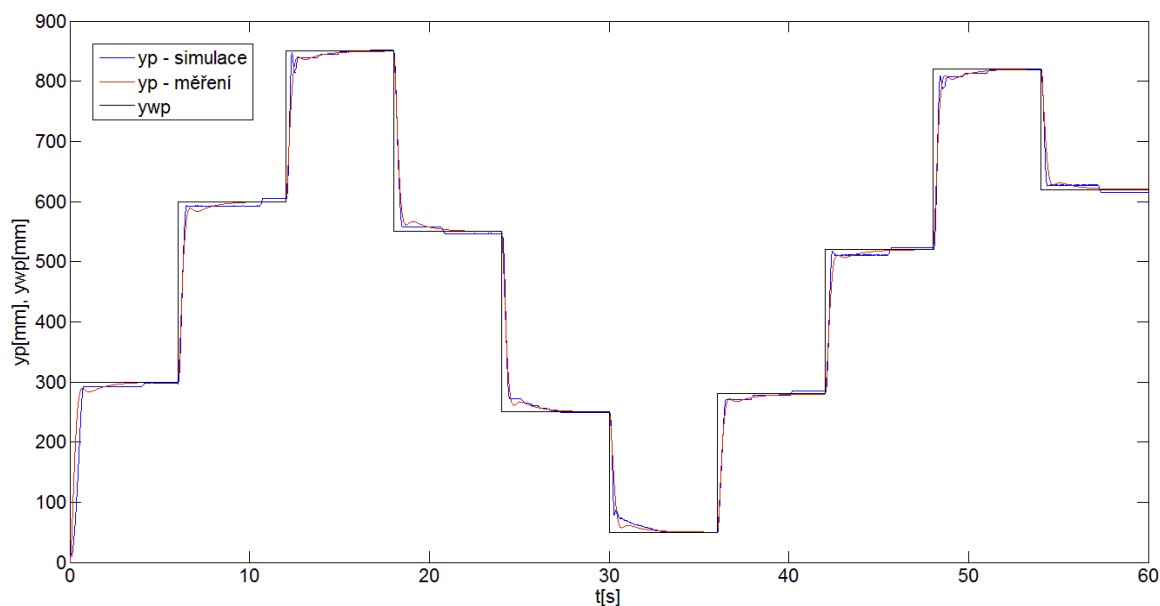
Obr. 7.3: Průběh polohy pístu při buzení průtokového ventilu skoky napětí různé velikosti



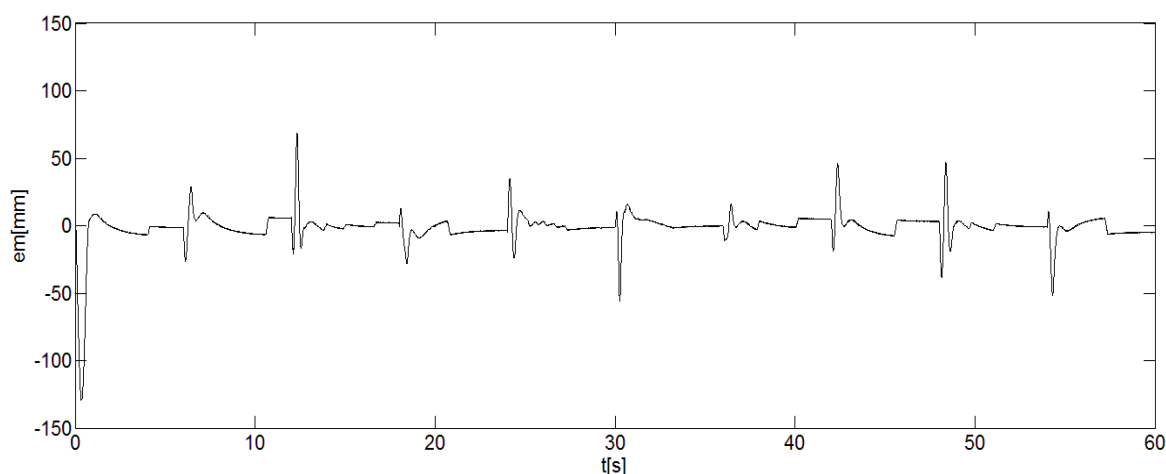
Obr. 7.4: Průběh řídicího napětí na proporcionálním průtokovém ventilu

Princip nepřímé identifikace v uzavřené smyčce je popsán v podkapitole 3.3.3. Současně jsou v této podkapitole odvozeny vztahy pro daný přenos pneumatického servosystému.

Nepřímá identifikace byla provedena pouze s P regulátorem. Před identifikací byly porovnávány různé hodnoty zesílení, z nichž bylo nakonec zvoleno zesílení o hodnotě 1,5, protože s ním bylo dosaženo nejlepších regulačních pochodů. Pro nalezení parametrů obrazového přenosu (7.1) byla použita metoda nejmenších čtverců. Tato identifikační metoda je v tab. 7.1 uvedena pod číslem 2.



Obr. 7.5: Naměřený a simulovaný průběh polohy pístu



Obr. 7.6: Rozdíl mezi naměřeným a simulovaným průběhem polohy pístu

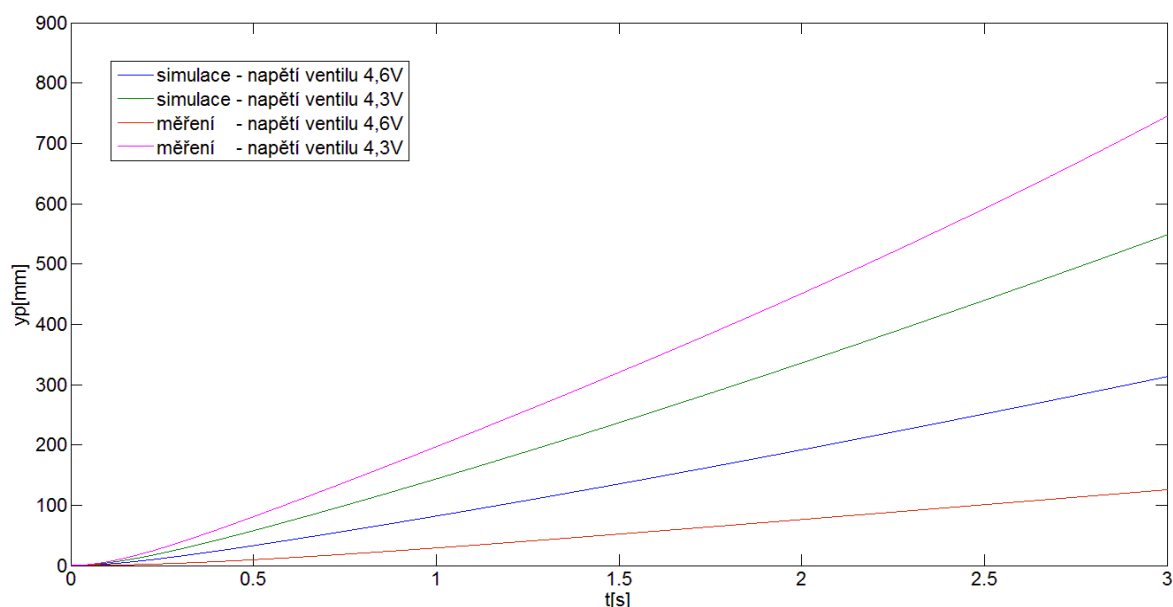
Poslední aplikovaná technika předpokládá určitou znalost vlastností pneumatického servosystému. Při regulaci soustavy není obvykle používán celý rozsah zdvihu šoupátka průtokového ventilu, ale pouze jeho určitý interval. Tento interval byl empiricky stanoven v rozmezí napětí 4,3V až 4,6V.

Průtokový ventil byl buzen dvěma skoky napětí, jejichž velikosti byly rovny krajním hodnotám zvoleného intervalu. Z naměřených charakteristik byly vytvořeny obrazové přenosy, které byly následně použity při simulaci. Pomocí této simulace byl podle rovnice (7.2) vypočítán střední průběh polohy pístu.

$$y_s = y_{4,6V} + \frac{(y_{4,3V} - y_{4,6V})}{2}, \quad (7.2)$$

kde $y_{4,3V}$, $y_{4,6V}$ je poloha pístu při buzení průtokového ventilu napětím 4,3V, 4,6V a y_s je střední průběh polohy pístu.

Vypočítanému střednímu průběhu byla přiřazena hodnota řídicího napětí $U = 4,45\text{V}$, tedy střední hodnota z uvedeného intervalu zdvihu šoupátka. Takto stanovené řídicí napětí bylo společně se středním průběhem polohy pístu použito k výpočtu výsledných parametrů. Výpočty parametrů byly prováděny metodou nejmenších čtverců. V tab. 7.1 je tato metoda označena číslem 3.



Obr. 7.7: Identifikace pneumatické servosystému metodou středního průběhu

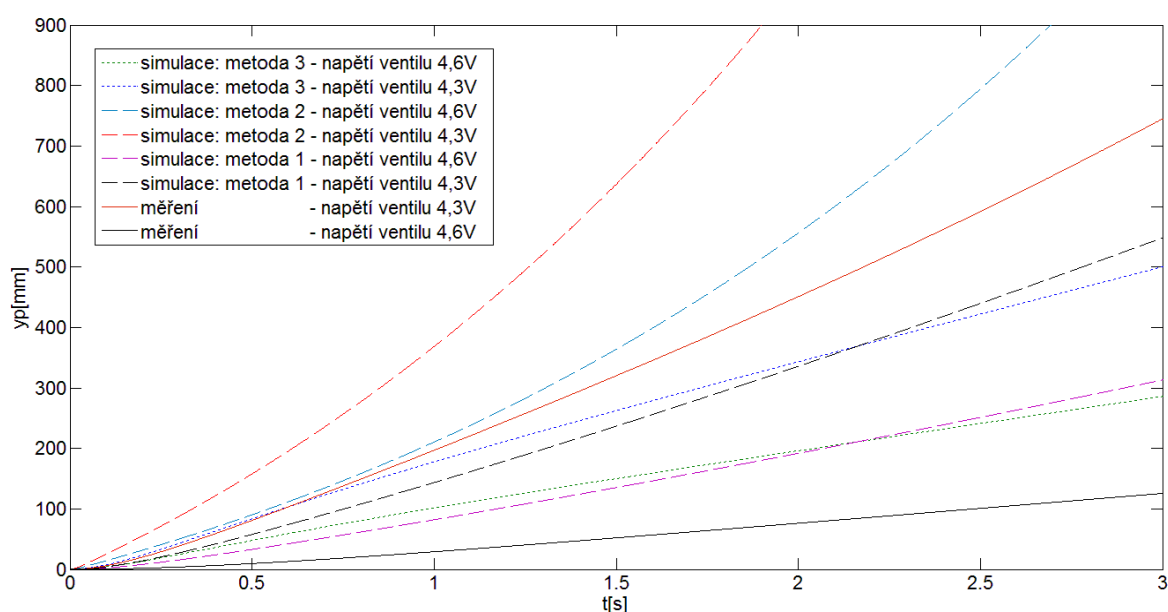
V tab. 7.1 jsou uvedeny jednotlivé identifikační metody spolu s výslednou hodnotou parametrů obrazového přenosu (7.1) a s kořeny charakteristické rovnice. V této tabulce nelze opomenout pouze reálné kořeny charakteristické rovnice, které neodpovídají kmitavému charakteru pneumatické soustavy.

Na kmitavost soustavy nemají tak výrazný vliv vlastnosti průtokového ventilu, jako vlastnosti pohonu. Pohon je popisován soustavou druhého řádu, jejíž póly jsou v případě pneumatických systémů velmi pohyblivé a mohou být reálné, komplexně sdružené nebo ryze imaginární. Pohyb pólů pohonu v komplexní rovině je nejvíce způsoben vlastnostmi provozního média, tedy stlačitelností vzduchu. Z toho vyplývá, že kmitavost soustavy se projevuje jen za určitých podmínek záviselých na stavu, v němž se soustava aktuálně nachází. V tab. A.2 jsou vypočítány póly přenosu servosystému, jehož parametry byly stanoveny identifikací odezvy systému na různé hodnoty řídicího (skokového) napětí ventilu. Z této tabulky lze pozorovat zmíněnou pohyblivost pólů způsobenou nelineárním chováním pneumatické soustavy.

Tab. 7.1: Parametry obrazového přenosu (7.1) stanovené zvolenými metodami identifikace

Ozn.	Metoda identifikace	b_1	b_0	a_3	a_2	a_1	s_1	s_2	s_3
1.	Identifikace skoky	0,0363	0,0100	0,0001	0,0090	-0,0029	-79,4184	0,3238	0
2.	Nepřímá identifikace	0,0181	0,0193	0,0006	0,0062	0,0087	-7,8569	-1,7120	0
3.	Střední průběh	0,0313	0,0159	0,0021	0,0148	0,0041	-6,8412	-0,2858	0

Na obr. 7.8 jsou zobrazeny odezvy jednotlivých modelů a reálné soustavy na skok řídicího napětí ventilu. Aby bylo možné modely navzájem porovnat, bylo na vstup každého z nich přivedeno napětí 4,3V a 4,6V. Tyto napětí odpovídají krajním hodnotám zvoleného intervalu použitého při identifikaci pomocí středního průběhu.



Obr. 7.8: Rozdíl mezi měřenou polohou pístu a simulací modelu

Na základě průběhů na obr. 7.8 lze jednoznačně konstatovat, že přenos, jehož parametry byly identifikovány buzením ventilu skoky napětí o různé velikosti, nelze použít pro další výpočty. I když rozdíly mezi zbylými dvěma modely nejsou příliš velké, větší přesnosti bylo dosaženo s přenosem, který byl stanoven pomocí výpočtu středního průběhu polohy pístu. Tento přenos byl použit k nastavení parametrů PID regulátoru s pevně danou strukturou, o čemž pojednává podkapitola 8.3.

7.3 Rekurzivní identifikace pneumatického servosystému

Lineární modely servosystému uvedené v předchozí kapitole neposkytují uspokojivé výsledky. Průběžná identifikace je z tohoto důvodu ideálním prostředkem, který lze použít k popisu nelineárního chování pneumatického systému. Parametry modelu jsou pomocí této techniky vyhodnocovány průběžně v reálném čase, a proto lze dostatečně přesně

popsat aktuální stav soustavy.

V této podkapitole je uveden způsob výběru diskrétního modelu a metody průběžné identifikace. Jednotlivé rekurzivní procedury a diskrétní modely jsou po teoretické stránce popsány v kapitole 3.

7.3.1 Výběr struktury diskrétního modelu

Před výběrem rekurzivní metody je nezbytné určit vhodnou strukturu a řád diskrétního modelu. Výběr struktury byl omezen pouze na dva modely, na model ARX a na model ARMAX. Řád obou dvou modelů byl stanoven na základě diskrétního obrazového přenosu (7.3), který byl získán diskretizací spojitého přenosu servosystému (7.1).

$$G_s(z^{-1}) = \frac{Y_p(z^{-1})}{U(z^{-1})} = \frac{b_2 z^{-2} + b_1 z^{-1} + b_0}{a_3 z^{-3} + a_2 z^{-2} + a_1 z^{-1} + a_0} \quad (7.3)$$

Řád ARX modelu byl zvolen ve tvaru, jenž popisuje diferenční rovnice (7.4). Stanovení řádu ARMAX modelu nebylo tak jednoznačné jako u ARX modelu, neboť nebylo možné určit stupeň polynomu $C(z^{-1})$ podle žádného vztahu. Řád ARMAX modelu byl proto zvolen ve třech tvarech vyjádřených diferenčními rovnicemi (7.5) až (7.7).

$$(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3})y(k) = (b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3})u(k) + e(k), \quad (7.4)$$

$$(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3})y(k) = (b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3})u(k) + (1 + c_1 z^{-1})e(k), \quad (7.5)$$

$$(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3})y(k) = (b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3})u(k) + (1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2})e(k), \quad (7.6)$$

$$(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3})y(k) = (b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3})u(k) + \\ + (1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + c_3 z^{-3})e(k). \quad (7.7)$$

Metody rekurzivní identifikace byly implementovány pouze pro zvolené řády uvedených modelů. Vzhledem k tomu, že přesnost modelu závisí na použité rekurzivní metodě, porovnání modelů bylo provedeno až na základě simulací s implementovanými identifikačními algoritmy.

7.3.2 Výběr rekurzivní metody identifikace

Pro odhad parametrů ARX modelu byly zvoleny následující rekurzivní procedury:

- rekurzivní metoda nejmenších čtverců,
- rekurzivní metoda nejmenších čtverců s konstantním exponenciálním zapomínáním,
- rekurzivní metoda nejmenších čtverců s konstantním směrovým zapomínáním,
- rekurzivní metoda nejmenších čtverců s adaptivním směrovým zapomínáním,

- rekurzivní metoda instrumentální proměnné,
- a pro odhad parametrů ARMAX modelu:
- rekurzivní rozšířená metoda nejmenších čtverců,
 - rekurzivní metoda predikčních chyb.

Výše uvedené identifikační metody byly implementovány v programu LabVIEW a porovnány podle kvadratického kritéria chyby predikce (7.8). K porovnání metod byla použita naměřená odezva systému na skok řídicího napětí o velikosti 4,3V.

$$S = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [\varepsilon(k)]^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [y(k) - \hat{y}(k)]^2 \quad (7.8)$$

Jelikož výstupní signál potenciometrického snímače musí být kvůli značnému zvlnění filtrován, porovnání algoritmů bylo provedeno i s použitím dvou filtrů, Savitzky-Golay filtru a klouzavého průměru. Parametry prvního filtru, stupeň aproximačního polynomu a počet bodů výběrového intervalu, byly nastaveny na hodnoty 6 a 3. Jediný parametr filtru klouzavého průměru, délka posouvajícího se intervalu, byl nastaven na hodnotu 5.

Při průběžné identifikaci je velmi důležité nastavit počáteční podmínky, mezi které patří především hodnoty prvků na hlavní diagonále kovarianční matice $\mathbf{C}_{ii}(0)$ a vektor počátečních odhadů parametrů $\hat{\Theta}(0)$. Pokud počáteční podmínky nejsou správně zvoleny, odhadované parametry mohou být zpočátku značně vychýlené a následkem toho může dojít k nežádoucímu rozkmitání pneumatické soustavy.

Implementované metody rekurzivní identifikace byly proto porovnávány i s různými počátečními odhady parametrů. Počáteční odhady parametrů byly nejdříve nastaveny na nulové hodnoty. Konečné odhady byly poté použity jako počáteční odhady u druhého způsobu porovnání. Při posledním způsobu porovnání byly počáteční odhady nastaveny na libovolně zvolené hodnoty.

Pokud jsou počáteční odhady parametrů velmi vychýlené, výrazně ovlivňují hodnotu porovnávacího kritéria (7.8). Z tohoto důvodu byly identifikační metody porovnávány i způsobem, při němž nebyl do hodnoty kritéria promítnut případný vliv vychýlenosti počátečních odhadů. Do výpočtu kritéria tak nebylo započítáváno prvních třicet iterací. Daný počet iterací byl stanoven experimentální pozorováním.

V tab. 7.2 a 7.3 je uvedeno vyhodnocení porovnání jednotlivých metod průběžné identifikace se zvolenými řády modelů ARX a ARMAX. V těchto tabulkách je vždy pro použitý filtr, dané počáteční podmínky a interval identifikace uvedena rekurzivní metoda, s níž bylo dosaženo nejmenší hodnoty porovnávacího kritéria (7.8). V tabulce tab. 7.3 je za identifikační metodou uveden i řád ARMAX modelu, neboť byly porovnávány celkem

tři řády tohoto modelu. Vyhodnocení bylo vytvořeno na základě dílčích tabulek, které jsou součástí přílohy (tab. A.3 až tab. A.14).

Tab. 7.3: Vyhodnocení porovnání metod průběžné identifikace (ARX model) provedené podle kvadratického kritéria chyby predikce (7.8) a s počátečními podmínkami:

- 1: $\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}$, $\mathbf{C}_{ii}(0) = 10^3$, $\varphi_{EF} = \varphi_{DF} = \varphi_{ADF}(0) = 0,99$, $\rho = 0,99$, $\lambda(0) = 10^{-4}$, $v(0) = 10^{-6}$
- 2: $\hat{\Theta}(0)$ nastaven na konečné hodnoty parametrů získané identifikací s počátečními parametry **1**, $\mathbf{C}_{ii}(0) = 10^3$, $\varphi_{EF} = \varphi_{DF} = \varphi_{ADF}(0) = 0,99$, $\lambda(0) = 10^{-4}$, $\rho = 0,99$, $v(0) = 10^{-6}$
- 3: $\hat{\Theta}^T(0) = [0,1 \ 0,2 \ 0,3 \ 0,4 \ 0,5 \ 0,6]$, $\mathbf{C}_{ii}(0) = 10^3$, $\varphi_{EF} = \varphi_{DF} = \varphi_{ADF}(0) = 0,99$, $\lambda(0) = 10^{-4}$, $\rho = 0,99$, $v(0) = 10^{-6}$

ARX model				
Počáteční parametry identifikace	Interval identifikace	Bez filtru	Klouzavý průměr	Savitzky - Golay filtr
1	Bez omezení	RLS - ADF	RLS - ADF	RLS - EF
1	Bez počátečních odhadů ⁽¹⁾	RLS - ADF	RLS - ADF	RLS - EF
2	Bez omezení	RLS - DF	RLS - ADF	RLS - ADF
2	Bez počátečních odhadů ⁽¹⁾	RLS - DF	RLS - ADF	RLS - ADF
3	Bez omezení	RLS - ADF	RLS - EF	RLS - EF
3	Bez počátečních odhadů ⁽¹⁾	RLS - ADF	RLS - ADF	RLS - ADF

Pozn.: (1) - do výpočtu kritéria chyby predikce nebylo započítáno prvních 30 iterací

Druhým zmíněným parametrem, jehož hodnotu je důležité správně nastavit před startem rekurzivního algoritmu, jsou prvky na hlavní diagonále kovarianční matice. Při porovnávání algoritmů byly tyto prvky nastaveny na hodnotu 1000 doporučenou v literatuře [Bobál, 1999]. Z tabulek uvedených v příloze (tab. A.6, A.14) lze pak pozorovat vliv různého nastavení $\mathbf{C}_{ii}(0)$ na výslednou hodnotu kritéria chyby predikce. Nastavení $\mathbf{C}_{ii}(0)$ bylo postupně měněno u všech implementovaných identifikačních algoritmů.

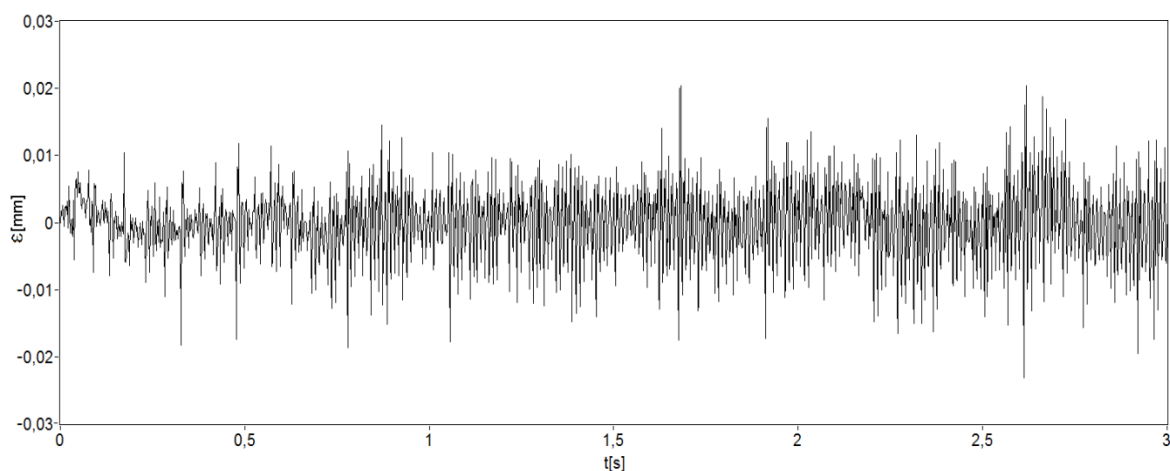
Tab. 7.2: Vyhodnocení porovnání metod průběžné identifikace (ARMAX model) provedené podle kvadratického kritéria chyby predikce (7.8) a s počátečními podmínkami:

- 1: $\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}$, $\mathbf{C}_{ii}(0) = 10^3$
- 2: $\hat{\Theta}(0)$ nastaven na konečné hodnoty parametrů získané identifikací s počátečními parametry 1, $\mathbf{C}_{ii}(0) = 10^3$
- 3: $\hat{\Theta}^T(0) = [0,1 \ 0,2 \ 0,3 \ 0,4 \ 0,5 \ 0,6 \ 0,1]$ - řád modelu (3, 3, 1), $\mathbf{C}_{ii}(0) = 10^3$,
 $\hat{\Theta}^T(0) = [0,1 \ 0,2 \ 0,3 \ 0,4 \ 0,5 \ 0,6 \ 0,1 \ 0,2]$ - řád modelu (3, 3, 2), $\mathbf{C}_{ii}(0) = 10^3$,
 $\hat{\Theta}^T(0) = [0,1 \ 0,2 \ 0,3 \ 0,4 \ 0,5 \ 0,6 \ 0,1 \ 0,2 \ 0,3]$ - řád modelu (3, 3, 3), $\mathbf{C}_{ii}(0) = 10^3$

ARMAX model				
Počáteční parametry identifikace	Interval identifikace	Bez filtru	Klouzavý průměr	Savitzky - Golay filtr
1	Bez omezení	RPEM1 / (3,3,3)	RPEM1 / (3,3,3)	RPEM1 / (3,3,3)
1	Bez počátečních odhadů ⁽¹⁾	RPEM1 / (3,3,3)	RPEM1 / (3,3,3)	RPEM1 / (3,3,3)
2	Bez omezení	RPEM1 / (3,3,3)	RPEM1 / (3,3,3)	RPEM1 / (3,3,3)
2	Bez počátečních odhadů ⁽¹⁾	RPEM1 / (3,3,3)	RPEM1 / (3,3,3)	RPEM1 / (3,3,3)
3	Bez omezení	RPEM1 / (3,3,1)	RPEM1 / (3,3,1)	RPEM1 / (3,3,1)
3	Bez počátečních odhadů ⁽¹⁾	RPEM1 / (3,3,3)	RPEM1 / (3,3,3)	RPEM1 / (3,3,3)

Pozn.: (1) - do výpočtu kritéria chyby predikce nebylo započítáno prvních 30 iterací

Na následujícím obrázku je znázorněn průběh chyby predikce $\varepsilon(k)$ z uskutečněného porovnání. V tomto případě byly odhadovány parametry ARMAX modelu rekursivní metodou predikčních chyb.



Obr. 7.9: Průběh chyby predikce (RPEM1 / (3, 3, 3), $\hat{\Theta}_i(0) = \mathbf{0}$, $\mathbf{C}_{ii}(0) = 10^3$)

Na základě výsledků porovnání rekursivních identifikačních algoritmů lze jednoznačně konstatovat, že pro průběžnou identifikaci parametrů pneumatické soustavy je nevhodnější

ARX model s rekurzivní metodou nejmenších čtverců s adaptivním směrovým zapomínáním (RLS - ADF) a ARMAX model s rekurzivní metodou predičních chyb (RPEM1) a řádem modelu ve tvaru (3, 3, 3).

Odhadované parametry jsou při identifikaci s těmito dvěma algoritmy stabilnější, i pokud pneumatická soustava není dostatečně buzena. Nedostatek trvalé excitace může obecně vést k numerické nestabilitě rekurzivních algoritmů. I když tento problém měl být u ARX modelu vyřešen pomocí adaptivního směrového zapomínání, rekurzivní algoritmus se stejně stal po určité době nestabilním. Problém s numerickou nestabilitou byl částečně odstraněn vypínáním algoritmu, jestliže chyba identifikace byla dostatečně malá. U rekurzivní metody predičních chyb k numerické nestabilitě algoritmu nedocházelo a to byl hlavní důvod, proč byl tento algoritmus upřednostněn před rekurzivní metodou nejmenších čtverců s adaptivním směrovým zapomínáním.

Zvolená metoda rekurzivní identifikace byla používána se všemi adaptivními regulátory uvedenými v následující kapitole. Při regulaci pneumatického servosystému se rovněž osvědčilo nastavit počáteční hodnoty prvků na hlavní diagonále kovarianční matice na hodnotu 10^4 a počáteční odhad vektoru parametrů na nulové hodnoty.

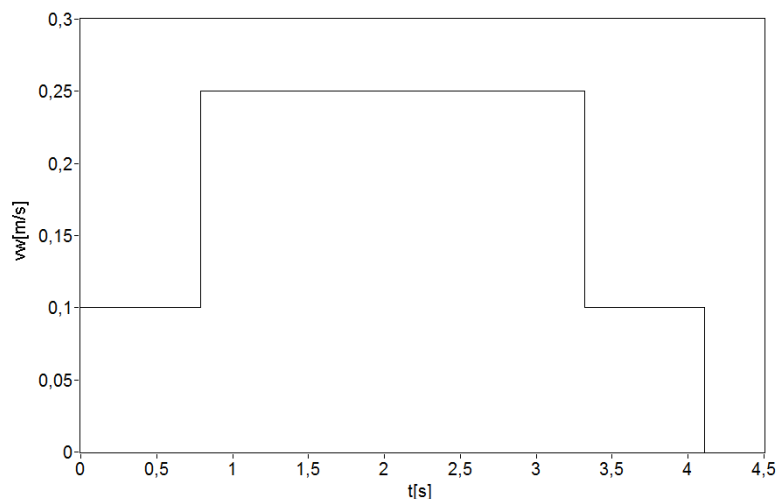
8 Regulace pneumatického servosystému

Návrh regulačních obvodů s pneumatickými systémy je z důvodu jejich nelineárního chování velmi náročný a vytváří tak širokou oblast pro aplikaci netradičních metod regulace, jako jsou například metody založené na neuronových sítích nebo metody adaptivní regulace. Vzhledem k tomu, že pneumatické systémy jsou také charakterizovány rychlou odezvou na řídicí signál, při návrhu řízení musí být zohledněna i náročnost řídicího algoritmu. Nezbytnou podmínkou pro dosažení kvalitních regulačních pochodů tak je, aby regulace probíhala při velmi vysoké frekvenci vzorkování pohybující se optimálně kolem 1000Hz.

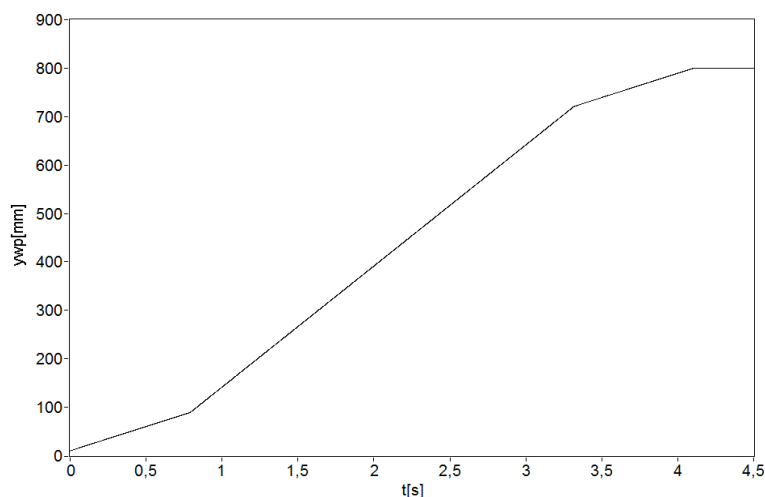
Obsahem této kapitoly jsou zvolené regulátory a jim odpovídající regulační pochody, při nichž nebyl pneumatický servosystém zatěžován. V závěru kapitoly jsou regulátory porovnány a je z nich vybrán ten, se kterým bylo dosaženo nejvyššího regulačního pochodu. V kapitole 10 jsou uvedeny kompenzační metody, pomocí nichž lze zvýšit jakost regulace. Jedna z těchto metod, kompenzace mrtvé zóny průtokového ventilu MPYE, byla však používána u všech uvedených regulátorů. Zbylé metody byly doplněny pouze do regulačního obvodu vybraného regulátoru a jeho činnost byla ověřována při zatěžování servosystému (viz. kapitola 11).

8.1 Zadávání žádané polohy

Pneumatické polohové servomechanismy jsou specifické ve způsobu zadávání žádané hodnoty, neboť řídicí signál polohy je generován z požadované rychlosti. Z tohoto důvodu byl vytvořen generátor žádané polohy, který na základě žádané hodnoty rychlosti v_w a polohy y_w generuje dráhu pohybu pístu y_{wp} . Uživatel může tak nastavit rychlost pohybu a dráhu, kterou lze navíc rozdělit na úseky, v nichž se píst může pohybovat rozdílnou rychlostí. Tento generátor je na níže uvedených schématech značen jako generátor polohy.



Obr. 8.1: Průběh žádané rychlosti pístu v_w ($y_w = 0,8m$)

Obr. 8.2: Generovaná dráha pohybu pístu y_{wp}

8.2 PID regulátor s pevně danou strukturou

Hlavním důvodem, proč byl do této práce zahrnut PID regulátor s pevně danou strukturou a s ním spojená linearizace vlastností pneumatické soustavy (viz. podkapitola 7.2), bylo ověřit předpoklad, že vlastnosti této soustavy nelze jednoduše linearizovat a zároveň není možné s pevně danou strukturou regulátorů dosáhnout kvalitních regulačních pochodů.

Při regulaci pneumatické soustavy byla používána pouze proporcionální a integrační složka regulátoru. Parametry tohoto PI regulátoru byly seřízeny na základě obrazového přenosu stanoveného pomocí výpočtu středního průběhu polohy pístu (viz. podkapitola 7.2.2). Seřízení parametrů bylo realizováno celkem třemi metodami, metodou optimálního modulu (OM), metodou absolutní lineární plochy (LP) a metodou kvadratické plochy (KP). Výsledkem seřízení jsou parametry uvedené v tab. 8.1.

Tab. 8.1: Parametry PI regulátoru

Metoda seřízení regulátoru	r_0	T_i
Lineární absolutní plocha	2,1824	1,2381
Kvadratická plocha ($\kappa = 0,98$)	1,1875	2,7941
Optimální modul	3,1047	1,7988

Seřízení parametrů regulátoru bylo nejdříve provedeno metodou absolutní lineární plochy dané rovnicí (8.1). Jelikož hodnotu tohoto kritéria nelze vyčíslit analyticky, výpočet parametrů byl proveden simulací. V programu MATLAB byla vytvořena uživatelská funkce, která spolupracovala se simulačním schématem uzavřeného regulačního obvodu obsahujícího výpočet hodnoty kritéria řízení. Obsah uživatelské funkce tvořil algoritmus, který na základě hodnoty kritéria řízení stanoví simulací

optimalizoval stavitelné parametry PI regulátoru.

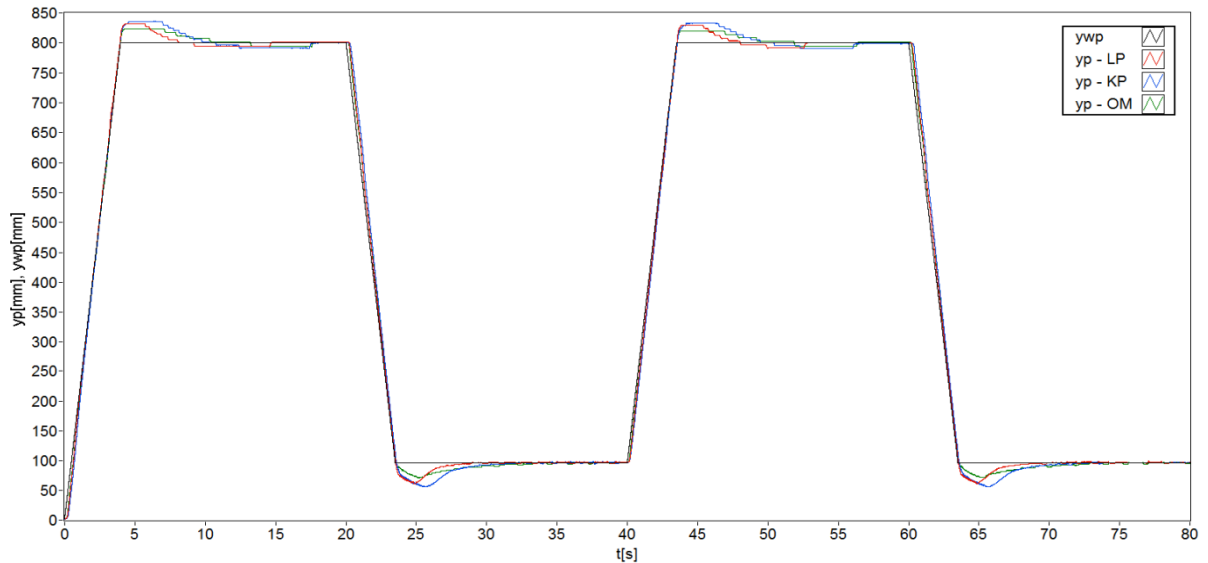
Stejný postup byl zvolen i při seřizování parametrů regulátoru metodou kvadratické plochy. Jediný rozdíl však spočíval ve výpočtu hodnoty kritéria řízení. Pro seřízení parametrů regulátoru bylo zvoleno kvadratické kritérium (8.2)

Výsledkem analytického výpočtu parametrů regulátoru metodou optimálního modulu bylo nejednoznačné řešení ve tvaru $r_0 = f(r_{-1})$. Parametry regulátoru byly proto stanoveny opět simulací. Při této simulaci byla optimalizována hodnota parametru r_0 v závislosti na měněném parametru r_{-1} tak, aby maximální překmit regulované veličiny byl co nejmenší.

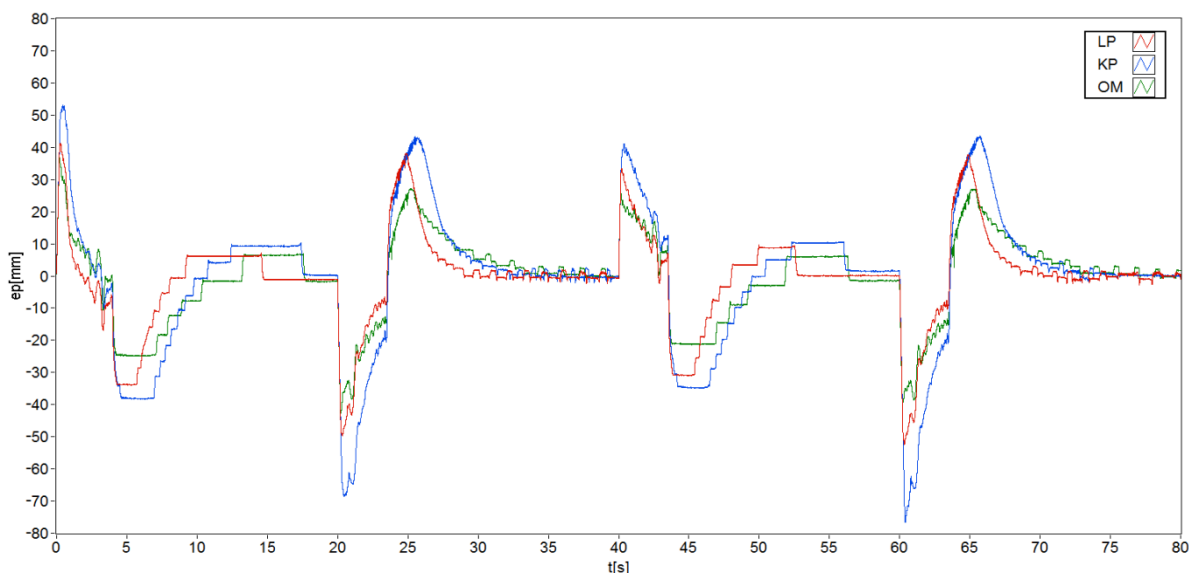
$$J(r_0, r_{-1}) = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (8.1)$$

$$J(r_0, r_{-1}) = \int_0^{\infty} \left\{ e^2(t) + \kappa \left[\frac{de(t)}{dt} \right]^2 \right\} dt \quad (8.2)$$

Průběh regulace polohy s PI regulátorem, jehož stavitelné parametry byly nastaveny podle tab. 8.1, je zobrazen na obr. 8.3 a na obr. 8.4 je znázorněn průběh regulační odchylky. Při regulaci pneumatické soustavy bylo použito následující nastavení: $u_{\max} = 3$, $u_{\min} = -3$, $U_{dzp} = 5,35V$, $U_{dzm} = 5,05V$, $SG(6, 3)$, $f_{vzor} = 1000Hz$.



Obr. 8.3: Průběh regulace pneumatické soustavy s PI regulátorem s pevně danou strukturou

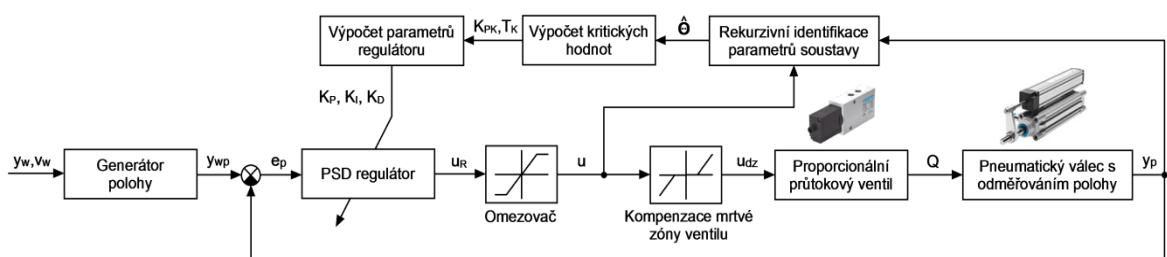


Obr. 8.4: Průběh regulační odchyly

8.3 Adaptivní PSD regulátor

Prvním zvoleným adaptivním regulátorem byl PSD regulátor založený na modifikovaném Ziegler-Nicholově kritériu. Algoritmus tohoto adaptivního regulátoru se skládá z několika částí probíhajících v jedné periodě vzorkování.

Na začátku řídicího algoritmu jsou rekurzivní metodou predikčních chyb vypočítány nové odhady parametrů ARMAX modelu. Tyto odhady jsou následně použity ke stanovení kritického proporcionálního zesílení K_{PK} a kritické periody kmitů T_K . Z obou kritických hodnot jsou podle vztahu (5.2) vypočítány stavitelné parametry regulátoru. Poslední část algoritmu tvoří výpočet akčního zásahu podle Takahashiho modifikace PSD algoritmu (5.1). Součástí tohoto výpočtu je i ochrana proti vzniku wind-up efektu. Zjednodušené schéma regulace je zobrazeno na obr. 8.5.



Obr. 8.5: Schéma regulace pneumatické soustavy s adaptivním PSD regulátorem

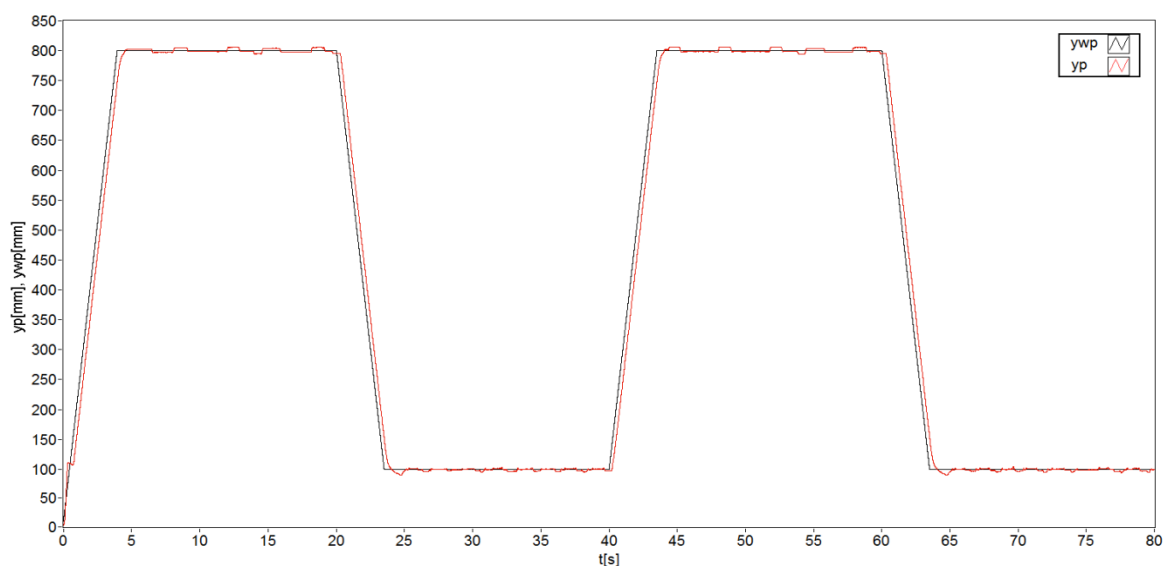
Při regulaci pneumatické soustavy nebylo zpočátku dosaženo kvalitních regulačních průběhů, a proto byla provedena modifikace řídicího algoritmu. Tato modifikace spočívala v zavedení opravných koeficientů stavitelných parametrů regulátoru. Parametry Takahashiho regulátoru (5.2) tak byly násobeny experimentálně stanovenými konstantami uvedenými v tab. 8.2.

Tab. 8.2: Opravné koeficienty Takahashiho regulátoru

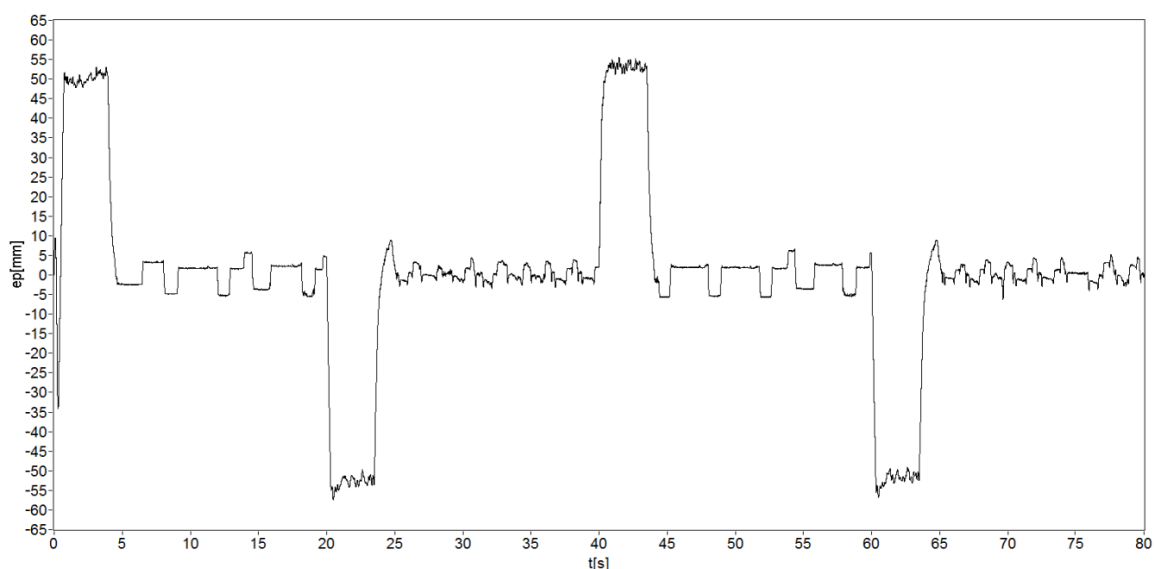
Parametry regulátoru	Hodnota opravného koeficientu
K_R	0,25
K_I	0,13
K_D	1,00

Zavedením opravných koeficientů bylo dosaženo požadovaného zlepšení regulačního pochodu, který je zobrazen na obr. 8.6. Na obr. 8.7 je znázorněn průběh odpovídající regulační odchylky a na obr. 8.8, 8.9 průběhy odhadovaných parametrů ARMAX modelu.

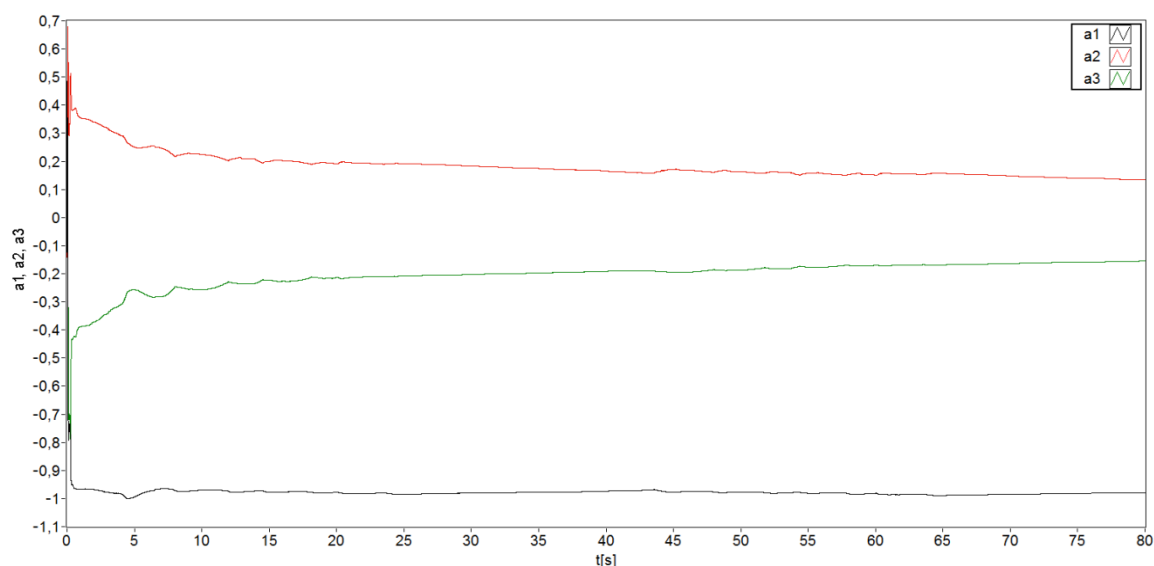
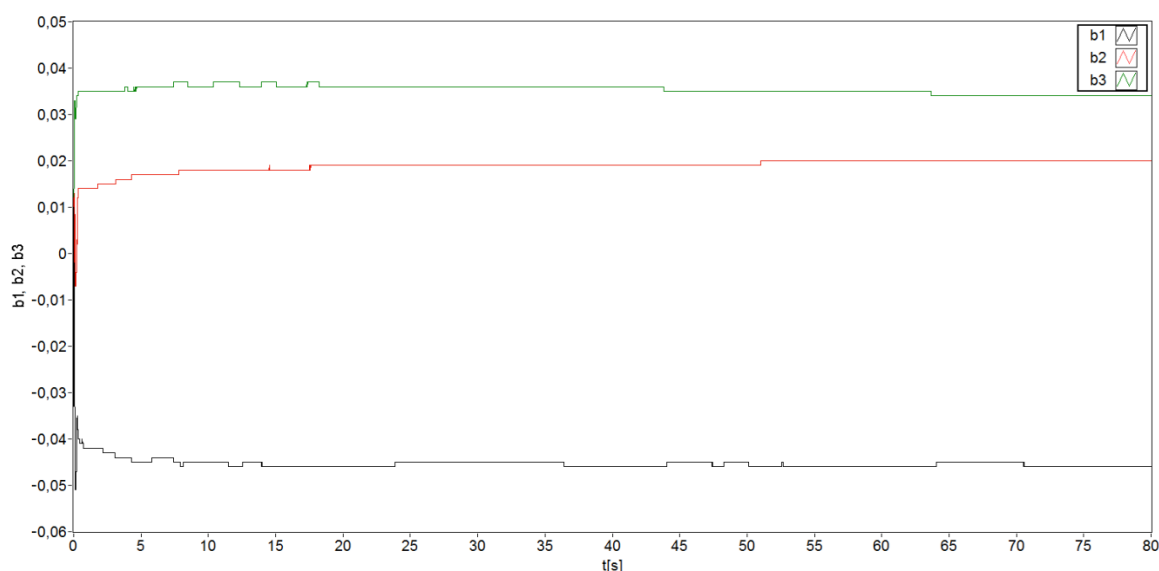
Při regulaci pneumatické soustavy bylo použito nastavení: $\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}$, $C_{ii}(0) = 10^4$, $u_{\max} = 3$, $u_{\min} = -3$, $U_{dzp} = 5,35V$, $U_{dzm} = 5,05V$, $SG(6, 3)$, $f_{vzor} = 960Hz$.



Obr. 8.6: Průběh regulace s adaptivním PSD regulátorem založeným na modifikovaném Ziegler - Nicholsově kritériu



Obr. 8.7: Průběh regulační odchylky

Obr. 8.8: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $A(z^{-1})$ Obr. 8.9: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $B(z^{-1})$

8.4 Adaptivní stavové regulátory

Jelikož ostatní adaptivní regulátory byly navrženy ve stavovém prostoru, bylo nezbytné vytvořit stavový popis pneumatického systému. Do návrhu adaptivních stavových regulátorů byl zahrnut i návrh estimátoru redukovaného řádu, neboť při regulaci byl používán k odhadu stavového vektoru. Návrh zmíněného estimátoru včetně sestavení stavového popisu je proto součástí této kapitoly.

8.4.1 Stavový popis pneumatického servosystému

Stavový popis pneumatické soustavy byl vytvořen ze struktury ARMAX modelu dané diferenční rovnicí (7.7) a během regulace byl aktualizován v každé periodě vzorkování nově vypočítanými odhady parametrů. Pro popis soustavy ve stavovém prostoru byla

zvolena kanonická forma, normální forma pozorovatelnosti. Důvodem, proč nebyla použita normální forma říditelnosti, byl problém související s transformací stavových matic. Stavové matice bylo nutné transformovat do tvaru, který je nezbytný pro odvození estimátoru redukováného řádu (viz příloha A.1). Během regulace pak byly některé prvky transformovaných matic děleny nulou, což způsobovalo spadnutí řídicího algoritmu. I když dělení nulou bylo nahrazeno číslem blízkým se k nule, při regulaci často docházelo k rozkmitání soustavy, jestliže dělení číslem blízkým se k nule proběhlo. Zvolená forma stavové popisu pneumatického systému je dána rovnicemi (8.3) a (8.4).

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 & 0 \\ -a_2 & 0 & 1 \\ -a_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 - b_0 a_1 \\ b_2 - b_0 a_2 \\ b_3 - b_0 a_3 \end{bmatrix} u(k), \quad (8.3)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix}. \quad (8.4)$$

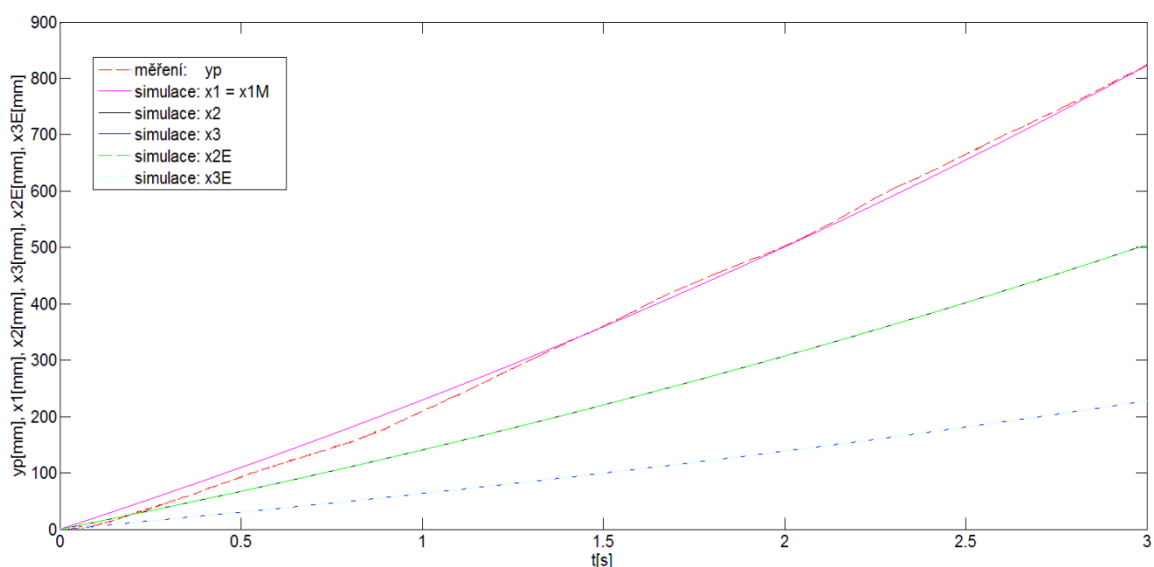
8.4.2 Estimace stavu pneumatické servosystému

Pro estimaci stavu pneumatického systému byl použit estimátor redukováného řádu, neboť není nutné odhadovat všechny složky stavového vektoru. Tento vektor je v případě pneumatického systému tvořen třemi složkami, z nichž první složka je měřená poloha pístu pneumatického válce, a proto nemusí být estimována. Navrženým estimátorem tak byly odhadovány pouze zbylé dvě složky stavového vektoru.

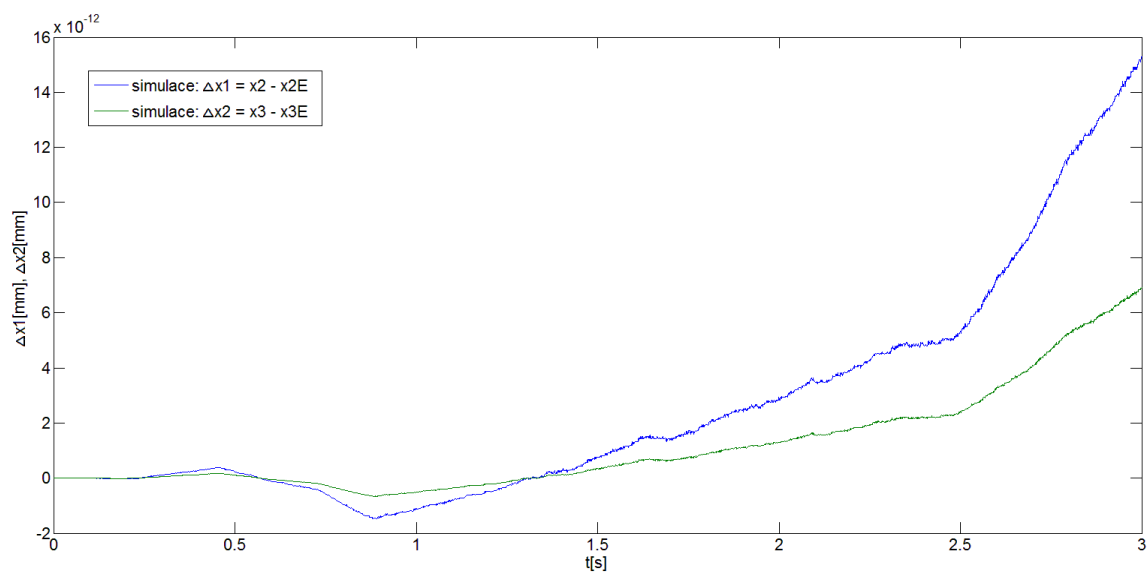
Při návrhu diskrétního estimátoru musí být volena vlastní čísla matice \mathbf{M}_E uvnitř jednotkové kružnice, aby chyba odhadu (8.17) konvergovala s rostoucím časem k nule. Vlastní čísla navrženého estimátoru byla zvolena nulová, čímž bylo docíleno požadavku nejrychlejší konvergence chyby odhadu k nule. Odvození estimátoru určeného pro odhad neměřitelných složek stavového vektoru pneumatického systému je uvedeno v následující podkapitole.

Součástí průběhů znázorněných na obr. 8.10 je odezva pneumatické soustavy na skok řídicího napětí, která byla použita k jednorázové identifikaci parametrů ARMAX modelu. Ze získaných parametrů byl sestaven stavový popis pneumatické soustavy daný rovnicemi (8.3), (8.4) a zároveň byly vyčísleny rovnice (8.16), (8.25) navrženého estimátoru redukováného řádu. Následně byla provedena simulace, při níž byly složky stavového vektoru pneumatického systému jednak vypočítávány ze stavového popisu a jednak odhadovány navrženým estimátorem redukováného řádu. Výsledek této simulace, který potvrzuje správnost návrhu estimátoru, je znázorněn na obr. 8.10 a na obr. 8.11 je

pak zobrazen průběh chyby odhadu.

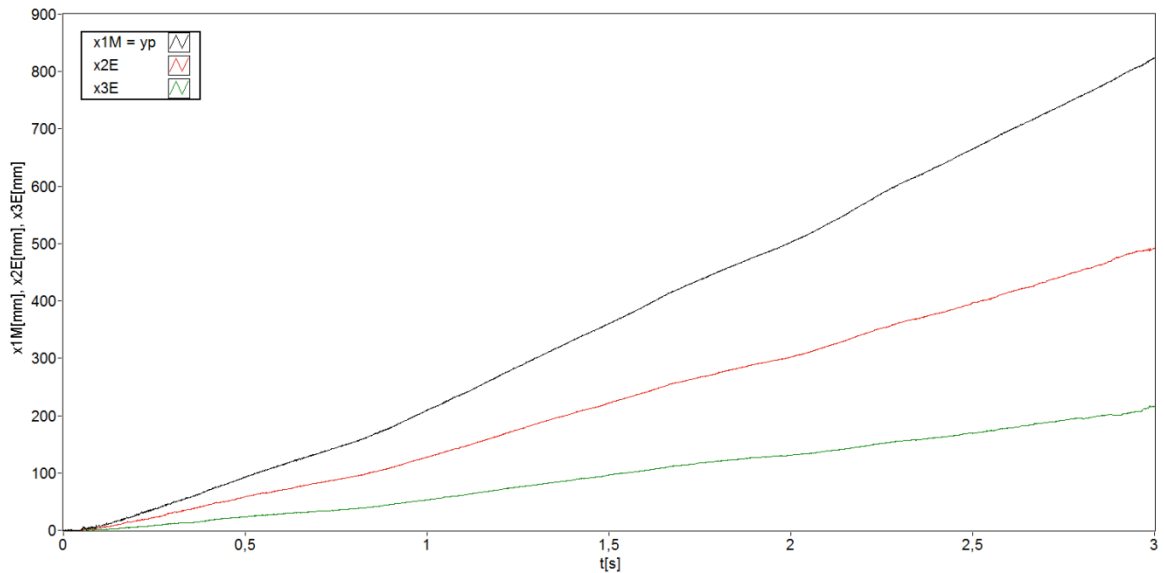


Obr. 8.10: Průběh složek stavového vektoru, které byly jednak vypočítávány ze stavového popisu pneumatické soustavy $\{x_1(k), x_2(k), x_3(k)\}$ a jednak odhadovány navrženým estimátorem redukovaného řádu $\{x_{1M}(k) = x_1(k), x_{2E}(k), x_{3E}(k)\}$



Obr. 8.11: Průběh chyby odhadu: $\Delta x_1(k) = x_2(k) - x_{2E}(k)$, $\Delta x_2(k) = x_3(k) - x_{3E}(k)$

Na obr. 8.12 je zobrazen průběh simulace, při níž byla struktura estimátoru aktualizována v každé periodě vzorkování novými odhady parametrů ARMAX modelu. Parametry ARMAX modelu byly vypočítávány rekursivní metodou predikčních chyb rovněž v každé periodě vzorkování.



Obr. 8.12: Průběh odhadu stavového vektoru estimátorem redukovaného řádu, jehož struktura byla aktualizována v každé periodě vzorkování odhadovanými parametry ARMAX modelu (Pozn. y_p je naměřená poloha pístu pneumatického válce)

8.4.2.1 Odvození estimátoru redukovaného řádu pro pneumatický servosystém

První složka stavové vektoru pneumatického systému, měřená poloha pístu, tvoří měřitelnou část tohoto vektoru, zbylé dvě složky pak část neměřitelnou. Stavovou rovnici (8.3) tak můžeme přepsat na tvar

$$\begin{bmatrix} x_{1M}(k+1) \\ x_{2E}(k+1) \\ x_{3E}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1M}(k) \\ x_{2E}(k) \\ x_{3E}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \end{bmatrix} u(k). \quad (8.5)$$

Rovnici (8.5) je možné upravit do tvaru

$$\begin{bmatrix} x_{1M}(k+1) \\ \mathbf{x}_{23E}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & \mathbf{G} \\ \mathbf{H} & \mathbf{F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1M}(k) \\ \mathbf{x}_{23E}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ \mathbf{K} \end{bmatrix} u(k), \quad (8.6)$$

kde

$$\mathbf{x}_{23E}(k) = \begin{bmatrix} x_{2E}(k) \\ x_{3E}(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} M_{21} \\ M_{31} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} N_2 \\ N_3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} M_{22} & M_{23} \\ M_{32} & M_{33} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} M_{12} & M_{13} \end{bmatrix}. \quad (8.7)$$

Jestliže zavedeme pomocnou transformaci

$$\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k) = \mathbf{x}_{23E}(k) - \mathbf{Q}x_{1M}(k), \quad (8.7)$$

můžeme stavový vektor $\mathbf{x}(k)$ nahradit novým vektorem $\tilde{\mathbf{x}}(k)$ ve tvaru

$$\tilde{\mathbf{x}}(k) = \begin{bmatrix} x_{1M}(k+1) \\ \tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{Q} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1M}(k) \\ \mathbf{x}_{23E}(k) \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{x}(k), \quad (8.8)$$

kde

$$\mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{Q} & \mathbf{I} \end{bmatrix}, \mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{Q} & \mathbf{I} \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = [\mathcal{Q}_1 \quad \mathcal{Q}_2]^T. \quad (8.9)$$

Pro transformaci stavového popisu platí

$$\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{M} \mathbf{T} \tilde{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{T}^{-1} \mathbf{N} u(k). \quad (8.10)$$

Po dosazení do rovnice (8.10) a úpravě obdržíme

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_{1M}(k+1) \\ \tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{Q} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{11} & \mathbf{G} \\ \mathbf{H} & \mathbf{F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{Q} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1M}(k) \\ \tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{Q} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1 \\ \mathbf{K} \end{bmatrix} u(k) = \\ &= \begin{bmatrix} M_{11} & \mathbf{G} \\ \mathbf{P} & \mathbf{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1M}(k) \\ \tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ \mathbf{S} \end{bmatrix} u(k), \end{aligned} \quad (8.11)$$

kde

$$\mathbf{P} = -\mathbf{Q}M_{11} + \mathbf{H} - \mathbf{Q}\mathbf{G}\mathbf{Q} + \mathbf{F}\mathbf{Q}, \quad (8.12)$$

$$\mathbf{R} = -\mathbf{Q}\mathbf{G} + \mathbf{F}, \quad (8.13)$$

$$\mathbf{S} = -\mathbf{Q}N_1 + \mathbf{K}. \quad (8.14)$$

Z rovnice (8.11) lze vyjádřit neměřitelnou část stavového vektoru $\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k)$ vztahem

$$\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k+1) = \mathbf{R}\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k) + \mathbf{P}x_{1M}(k) + \mathbf{S}u(k). \quad (8.15)$$

Pro odhad vektoru $\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k)$ můžeme navrhnout estimátor [Strejc, 1978]:

$$\hat{\tilde{\mathbf{x}}}_{23E}(k+1) = \mathbf{M}_E \hat{\tilde{\mathbf{x}}}_{23E}(k) + \mathbf{N}_E u(k) + \mathbf{H}_E x_{1M}(k). \quad (8.16)$$

Odečteme-li rovnici (8.16) od (8.15), obdržíme vektor odchylky

$$\Delta\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k) = \tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k) - \hat{\tilde{\mathbf{x}}}_{23E}(k), \quad (8.17)$$

$$\begin{aligned} \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k+1) &= x_{1M}(k)[\mathbf{P} - \mathbf{H}_E] + u(k)[\mathbf{S} - \mathbf{B}_E] + \mathbf{R}\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k) - \mathbf{M}_E[\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k) + \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k)] = \\ &= x_{1M}(k)[\mathbf{P} - \mathbf{H}_E] + u(k)[\mathbf{S} - \mathbf{B}_E] + \tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k)[\mathbf{R} - \mathbf{M}_E] + \mathbf{M}_E\Delta\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k). \end{aligned} \quad (8.18)$$

Jestliže má být vektor odchylky $\Delta\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k)$ asymptoticky stabilní, musí platit

$$\mathbf{M}_E = \mathbf{R}, \quad (8.19)$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{H}_E, \quad (8.20)$$

$$\mathbf{S} = \mathbf{B}_E. \quad (8.21)$$

Po splnění podmínek (8.19) až (8.21) má vektor odchylky $\Delta\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k)$ následující tvar

$$\Delta\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k+1) = \mathbf{M}_E \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k) = \mathbf{R} \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{23E}(k). \quad (8.22)$$

Vlastní čísla matice \mathbf{M}_E se vypočítají podle rovnice

$$\det(\lambda\mathbf{E} - \mathbf{M}_E) = \det(\lambda\mathbf{E} - \mathbf{F} + \mathbf{Q}\mathbf{G}) = \det \left(\begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} M_{22} & M_{23} \\ M_{32} & M_{33} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{Q}_1 \\ \mathcal{Q}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{12} & M_{13} \end{bmatrix} \right) = 0. \quad (8.23)$$

K popisu pneumatického systému ve stavovém prostoru byla zvolena normální forma pozorovatelnosti vyjádřená rovnicemi (8.3) a (8.4). Rovnice (8.23) tak nabývá tvaru

$$\det(\lambda \mathbf{E} - \mathbf{M}_E) = \lambda^2 + Q_1 \lambda + Q_2 = 0. \quad (8.24)$$

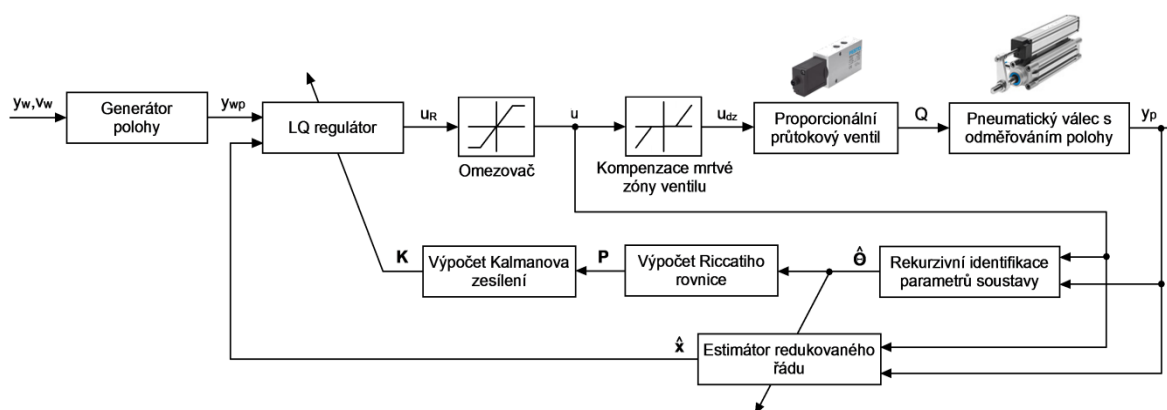
Vlastní čísla matice \mathbf{M}_E byla zvolena nulová, tento požadavek je splněn, pokud platí: $Q_1 = 0$ a $Q_2 = 0$. Z uvedeného odvození se pro odhad vektoru neměřitelných složek $\hat{\mathbf{x}}_{23E}(k)$ používá rovnice (8.16) a rovnice (8.15), která se upraví na tvar

$$\hat{\mathbf{x}}_{23E}(k) = \hat{\tilde{\mathbf{x}}}_{23E}(k) + \mathbf{Q} \mathbf{x}_{1M}(k). \quad (8.25)$$

8.4.3 Adaptivní LQ regulátor

Pneumatická soustava byla dále regulována LQ regulátorem založeným na minimalizaci kvadratického kritéria (5.3). Jelikož tento regulátor neobsahuje integrační složku, byl rozšířen o sumátor regulační odchylky (5.20). K regulaci soustavy byl také použit LQ regulátor vycházející z modifikovaného kvadratického kritéria (5.14). V důsledku zavedení sumátoru regulační odchylky docházelo u obou dvou regulátorů ke vzniku wind-up efektu. K jeho odstranění byla použita wind-up ochrana spočívající v dynamickém omezení integrační složky. O tomto anti wind-up algoritmu pojednává literatura [Åström, 1996].

Riccatiho rovnice (5.4) byla při regulaci vypočítávána metodou klouzavého horizontu založené na minimalizaci kritéria řízení s konečným horizontem (viz. podkapitola 5.3.3). Horizont optimalizace byl volen delší ($N = 100$), aby počáteční podmínky této rovnice neměly výrazný vliv na její řešení. Algoritmus výpočtu Riccatiho rovnice byl doplněn testem konvergence, který lze nalézt v literatuře [Sima, 1996].



Obr. 8.13: Schéma regulace pneumatické soustavy s LQ regulátorem

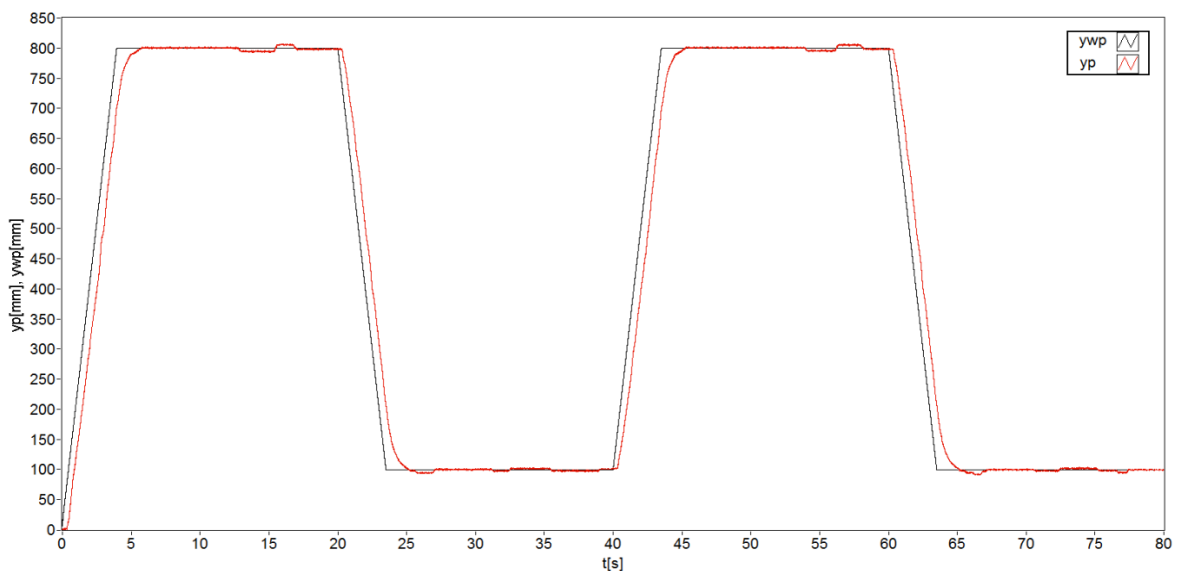
Zjednodušené schéma adaptivní regulace pneumatické soustavy je zobrazeno na obr. 8.13. Na začátku řídicího algoritmu jsou novými odhady parametrů $\hat{\Theta}(k)$ aktualizovány matice \mathbf{M}_R , \mathbf{N}_R stavového popisu (5.23), resp. (5.17) a matice estimátoru redukovaného řádu \mathbf{M}_E , \mathbf{N}_E , \mathbf{H}_E . Po dokončení těchto aktualizací následuje výpočet

Riccatiho rovnice (5.4) a vektoru neměřitelných složek $\hat{\mathbf{x}}_{23E}(k)$. V poslední části algoritmu je vypočítán akční zásah regulátoru na základě Kalmanova zesílení (5.6) stanoveného z řešení Riccatiho rovnice. Všechny uvedené výpočty probíhají v každém kroku regulace.

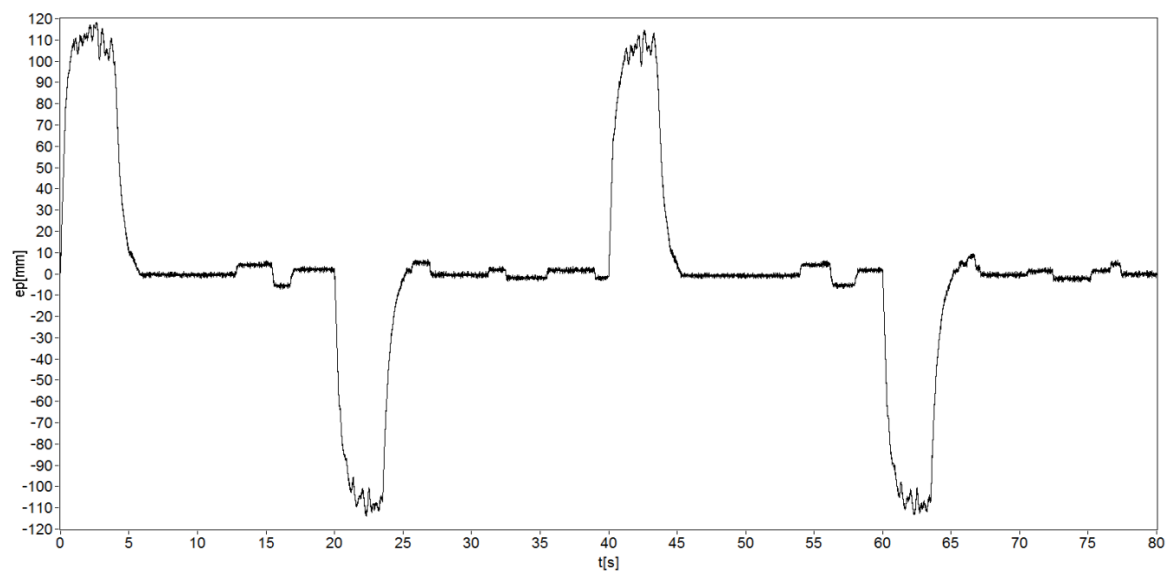
V případě, že byl algoritmus výpočtu Riccatiho rovnice implementován pomocí vestavěných funkcí programu LabVIEW, bylo dosaženo maximální frekvence vzorkování 500Hz. Zmíněný algoritmus byl proto přepsán do jazyka C, čímž se podařilo zvýšit frekvenci vzorkování na 830Hz.

Na obr. 8.14 je zobrazen regulační pochod pneumatické soustavy dosažený s LQ regulátorem nulujícím stavy podle kritéria řízení (5.3). Na obr. 8.15 je znázorněn průběh regulační odchylky a na obr. 8.16, 8.17 průběhy parametrů ARMAX modelu, které byly odhadovány rekurzivní metodou predikčních chyb. Při regulaci soustavy bylo použito následující nastavení: $\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}$, $\mathbf{C}_{ii}(0) = 10^4$, $N = 100$, $\mathbf{R} = [25]$, $\text{diag } \mathbf{Q}_N = [330 \ 360 \ 360 \ 0,005]$, $u_{\max} = 3$, $u_{\min} = -3$, $U_{dzp} = 5,35\text{V}$, $U_{dzm} = 5,05\text{V}$, $\text{SG}(6, 3)$, $\alpha_{\text{wind-up}} = 4$, $f_{\text{vzor}} = 830\text{Hz}$.

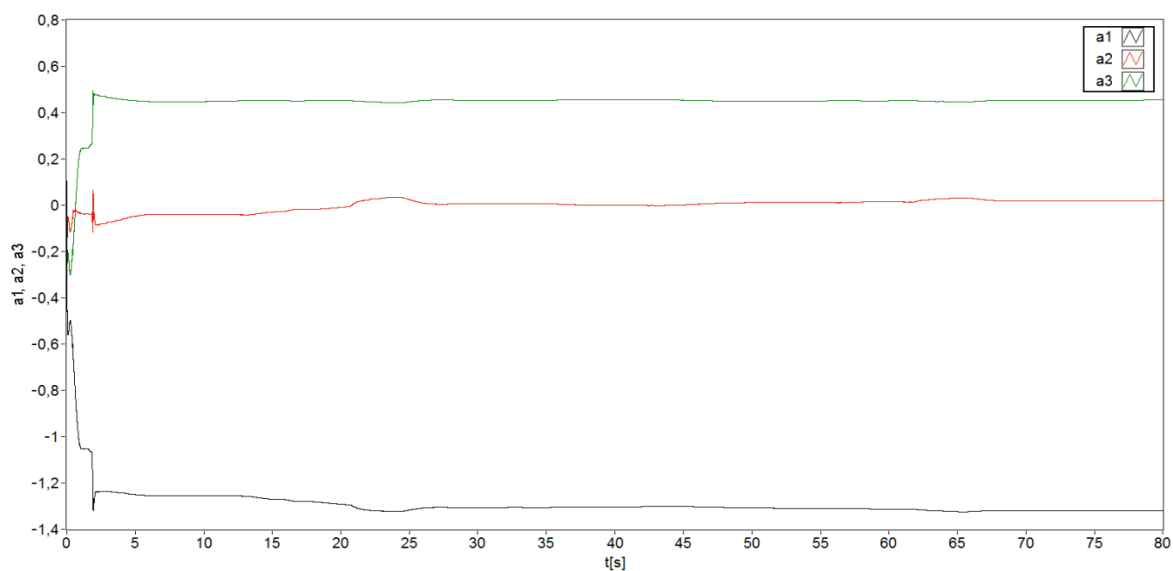
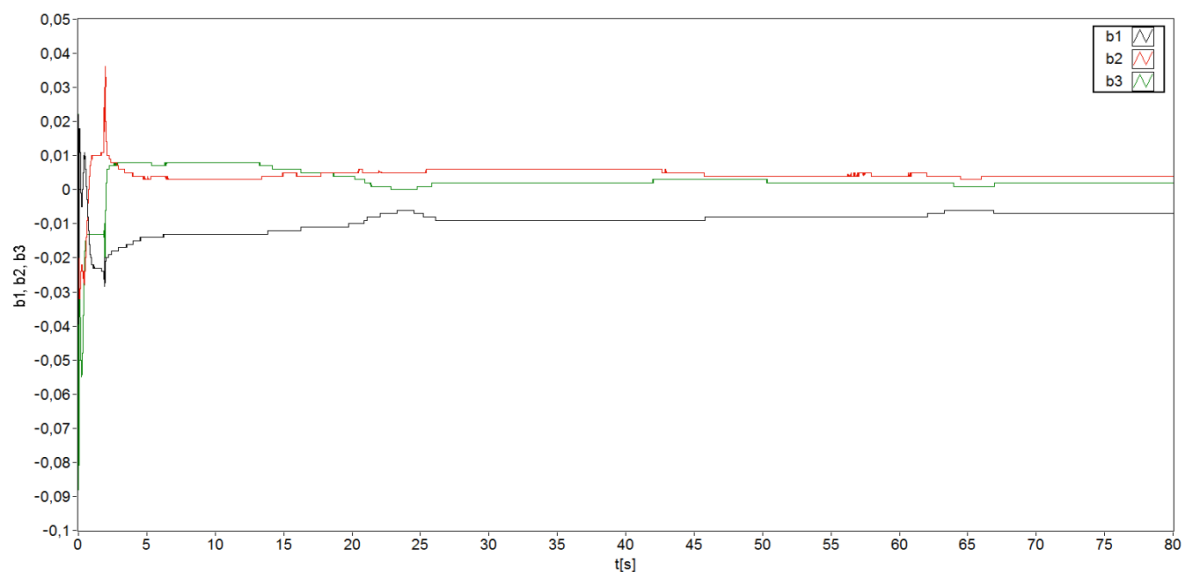
Na obr. 8.18 až 8.21 jsou pak znázorněny průběhy stejných veličin, při nichž byla pneumatická soustava řízena LQ regulátorem založeným na minimalizaci modifikovaného kvadratického kritéria (5.14). Během regulace soustavy bylo použito nastavení: $\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}$, $\mathbf{C}_{ii}(0) = 10^4$, $N = 100$, $\mathbf{R} = [8]$, $\mathbf{Q}_e = [200]$, $\mathbf{Q}_s = [0,001]$, $u_{\max} = 3$, $u_{\min} = -3$, $U_{dzp} = 5,35\text{V}$, $U_{dzm} = 5,05\text{V}$, $\text{SG}(6, 3)$, $\alpha_{\text{wind-up}} = 2$, $f_{\text{vzor}} = 830\text{Hz}$.

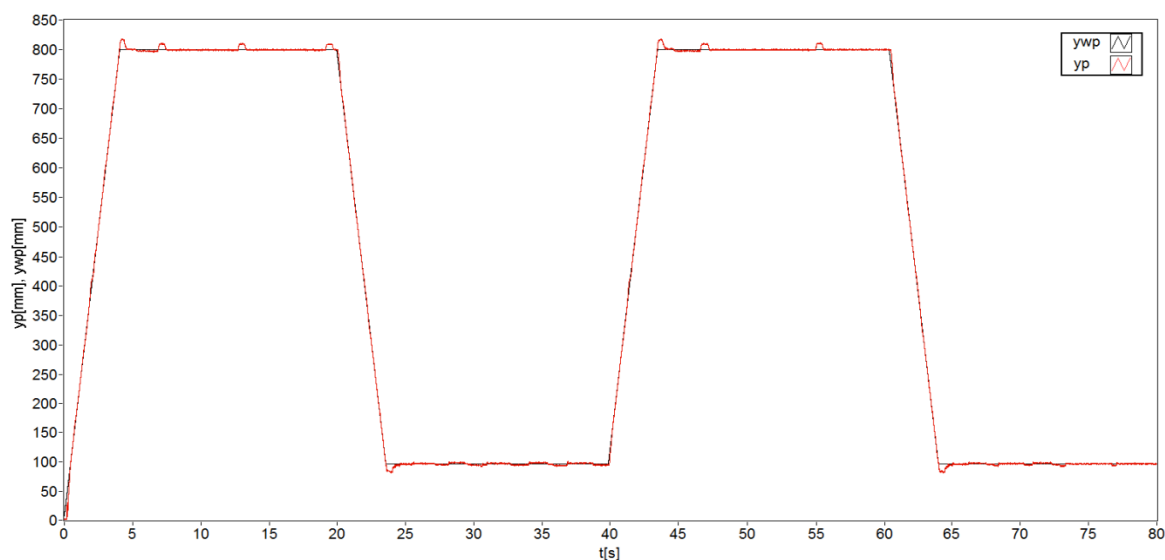


Obr. 8.14: Průběh regulace pneumatické soustavy s LQ regulátorem založeným na minimalizaci kritéria řízení (5.3)

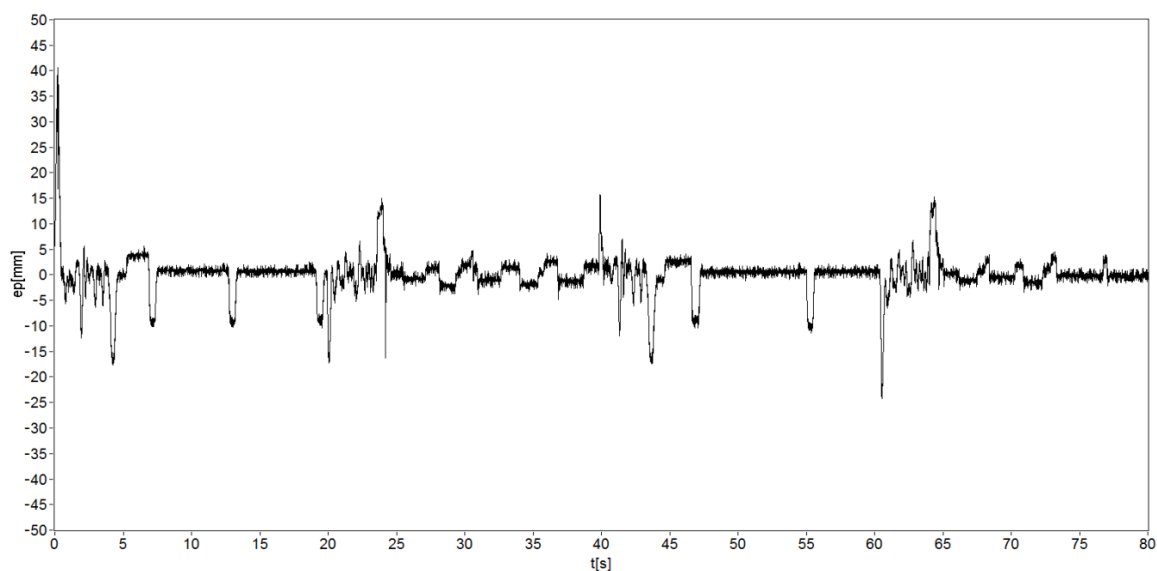


Obr. 8.15: Průběh regulační odchylky

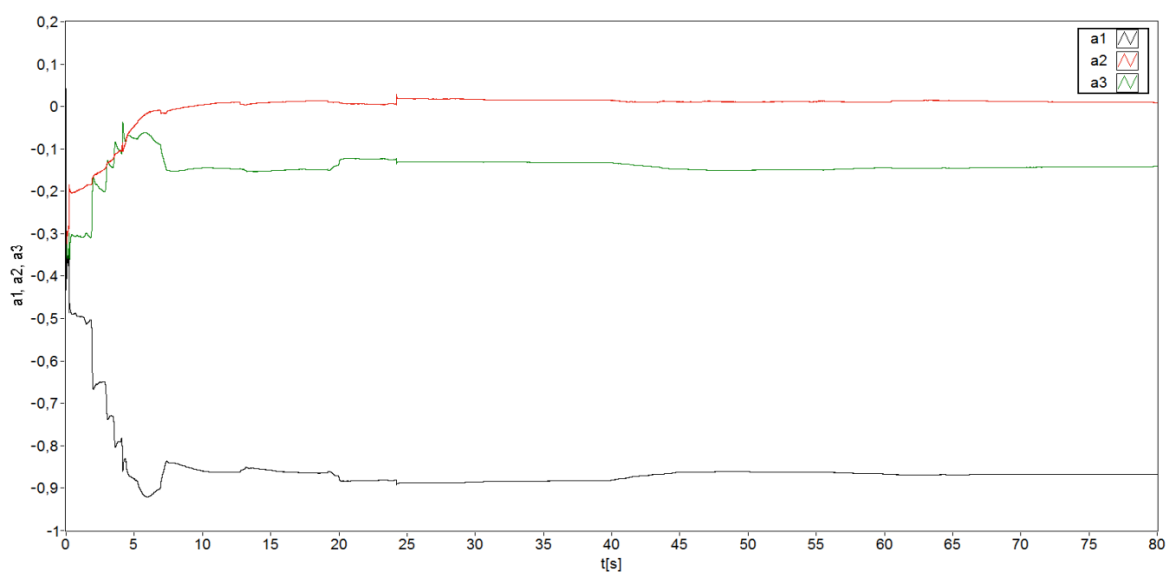
Obr. 8.16: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $A(z^{-1})$ Obr. 8.17: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $B(z^{-1})$



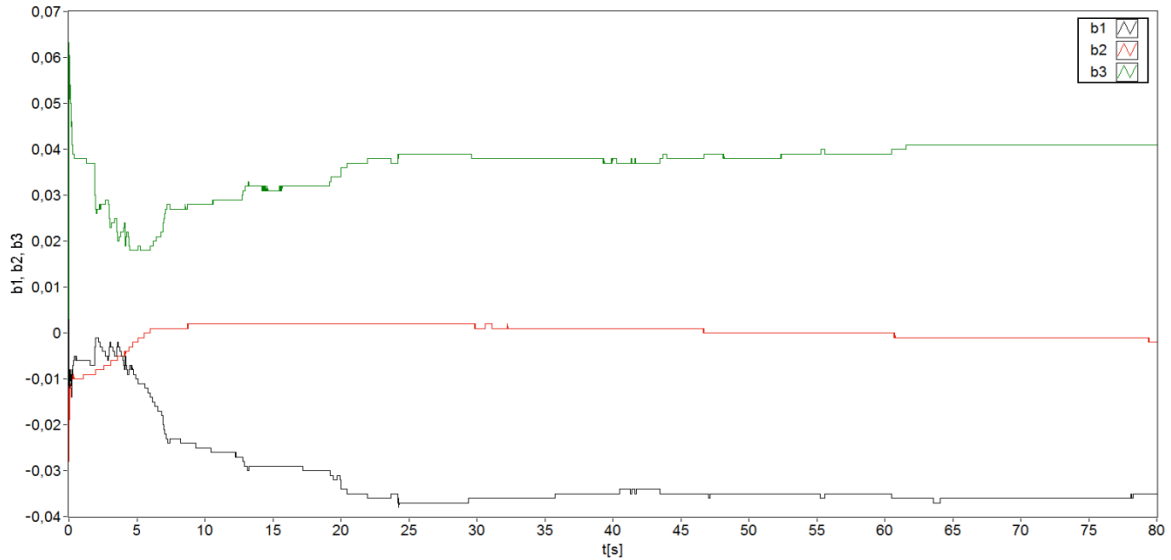
Obr. 8.18: Průběh regulace pneumatické soustavy s LQ regulátorem založeným na minimalizaci kritéria řízení (5.14)



Obr. 8.19: Průběh regulační odchylky

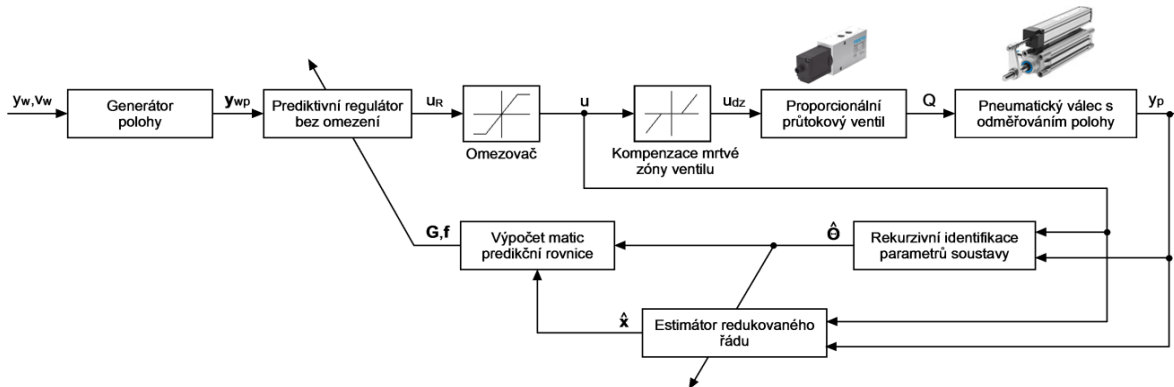


Obr. 8.20: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $A(z^{-1})$

Obr. 8.21: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $B(z^{-1})$

8.4.4 Adaptivní prediktivní regulátor bez omezujících podmínek

Pneumatická soustava byla také řízena prediktivním regulátorem bez omezujících podmínek, který vychází z kritéria řízení (5.41) upraveného do maticového tvaru daného rovnicí (5.42). Při implementaci algoritmu tohoto regulátoru byl použit odmocninový přístup (viz. kapitola 5.4.2) a soustava algebraických rovnic (5.49) byla během regulace řešena pomocí QR rozkladu. Výpočet akčního zásahu regulátoru byl realizován metodou klouzavého horizontu a pro jeho omezení byla použita saturace.



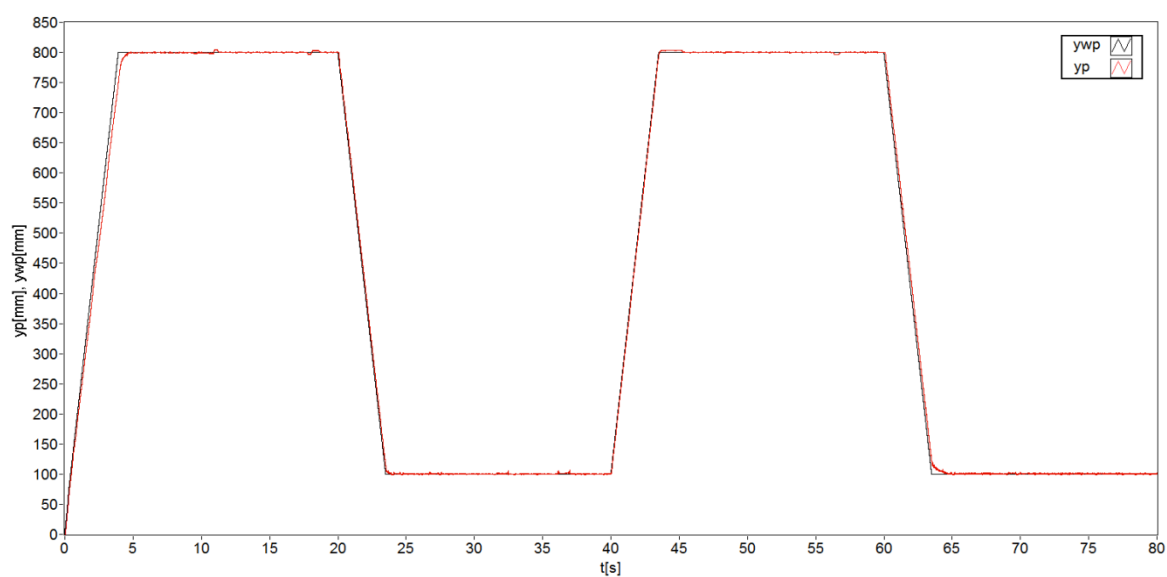
Obr. 8.22: Schéma regulace pneumatické soustavy s prediktivním regulátorem bez omezujících podmínek

Všechny části tvořící algoritmus adaptivního prediktivního regulátoru probíhají rovněž v každé periodě vzorkování. V první části algoritmu jsou vypočítávány nové odhady parametrů ARMAX modelu rekurzivní metodou predikčních chyb. Těmito odhady jsou poté aktualizovány matice estimátoru redukovaného řádu \mathbf{M}_E , \mathbf{N}_E , \mathbf{H}_E a matice \mathbf{M} , \mathbf{N} , \mathbf{C} stavového popisu soustavy daného rovnicemi (4.1), (4.2). Následně jsou vypočítány matice \mathbf{G} , \mathbf{f} predikční rovnice (5.29) a odhady neměřitelných složek $\hat{\mathbf{x}}_{23E}(k)$. V závěru algoritmu

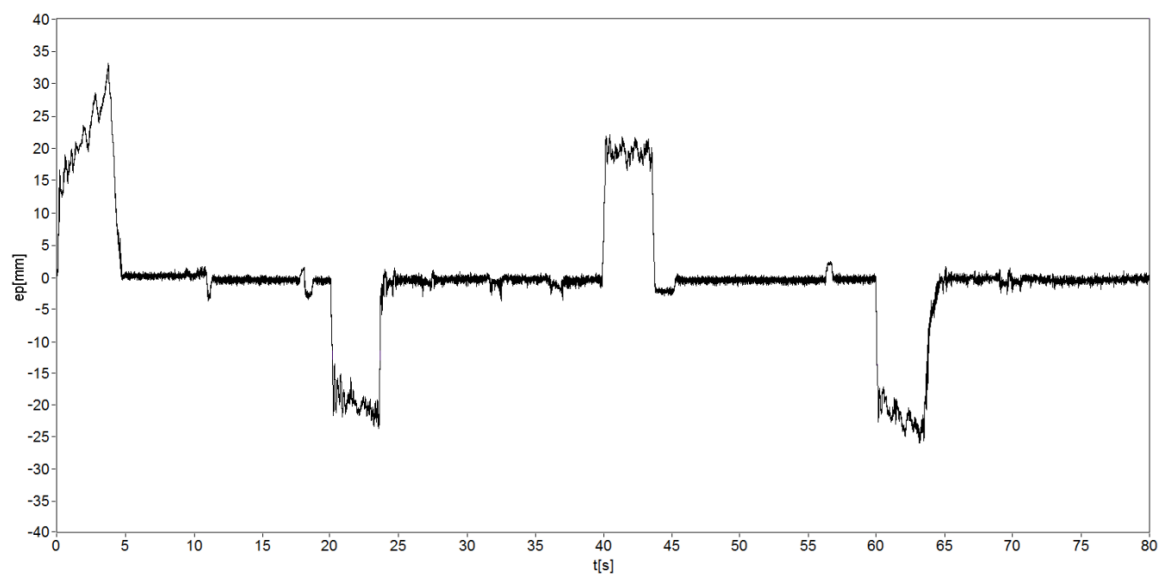
je vypočítán akční zásah regulátoru zmíněným QR rozkladem aplikovaným na soustavu rovnic (5.49).

Experimentálně bylo zjištěno, že pro regulaci pneumatické soustavy bylo nejvhodnější volit horizont predikce N v rozsahu 5ti až 12ti kroků. Regulační průběhy byly pak velmi kvalitní a současně rozdíl mezi nimi byl minimální. Jestliže byl horizont N nastaven pod krajní hodnotu zmíněného intervalu, regulační pochod byl více kmitavý. V opačném případě, kdy horizont predikce byl nastaven na hodnotu větší než 12, byla soustava přetlumená. U horizontů delších než 18 kroků bylo nezbytné snižovat frekvenci vzorkování z 850Hz, neboť řídicí algoritmus byl již příliš výpočetně náročný.

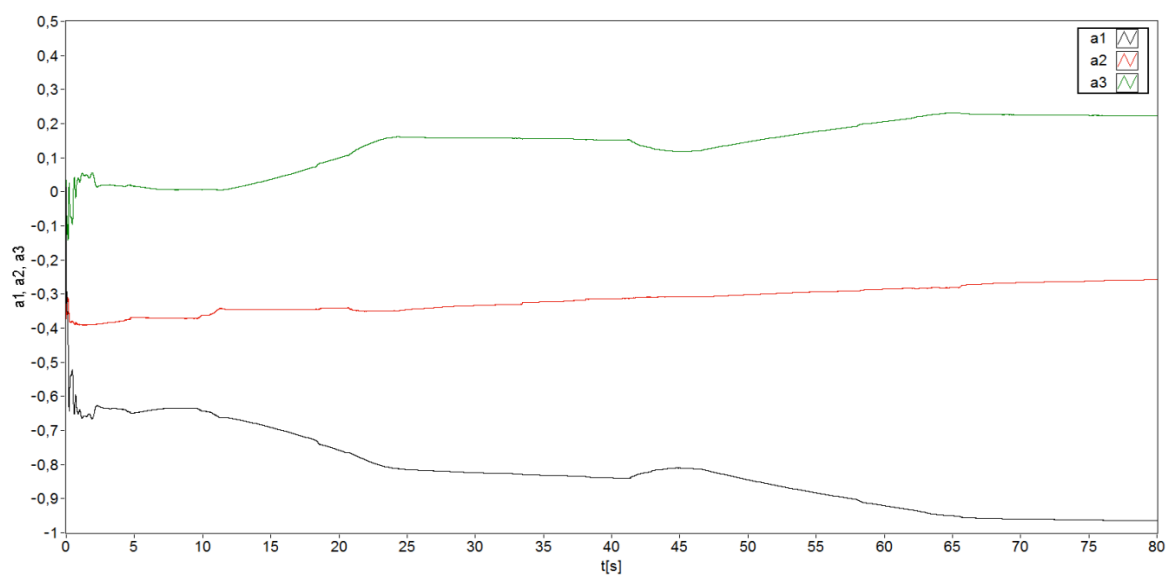
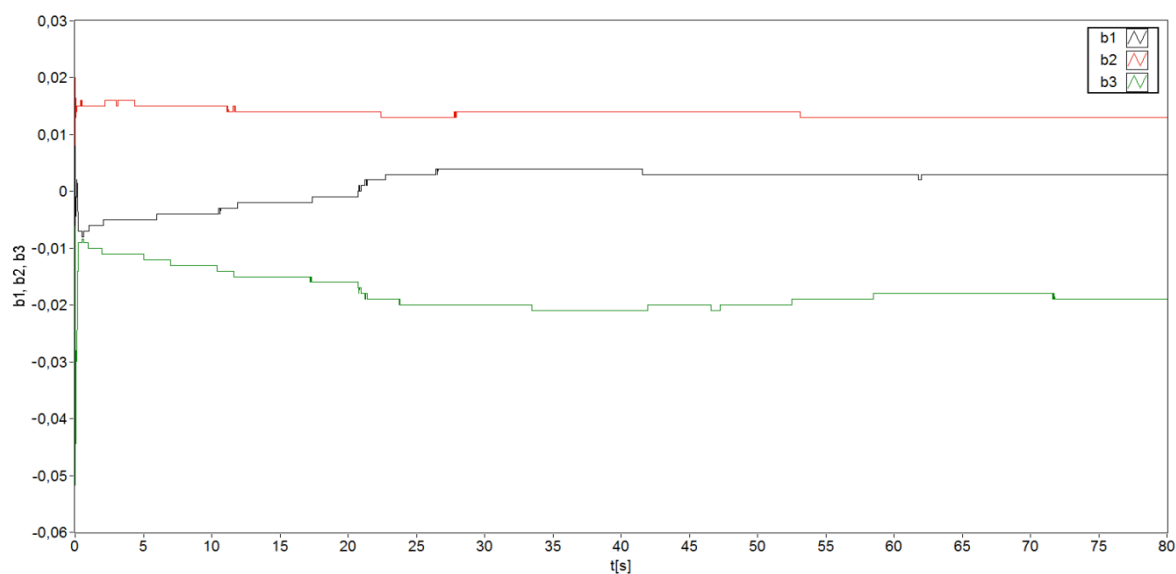
Na obr. 8.23 je znázorněn průběh regulované polohy pístu pneumatického válce, na obr. 8.24 průběh regulační odchylky a na obr. 8.25, 8.26 jsou pak zobrazeny odhadované parametry ARMAX modelu. Při regulaci soustavy bylo použito následující nastavení: $\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}$, $C_{ii}(0) = 10^4$, $N = N_2 = N_u = 8$, $N_1 = 0$, $\delta = 1,15$, $\lambda = 0,062$, $u_{\max} = 3$, $u_{\min} = -3$, $U_{dzp} = 5,35V$, $U_{dzm} = 5,05V$, $SG(6, 3)$, $f_{vzor} = 850Hz$.



Obr. 8.23: Průběh regulace pneumatické soustavy s prediktivním regulátorem bez omezujících podmínek



Obr. 8.24: Průběh regulační odchylky

Obr. 8.25: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $A(z^{-1})$ Obr. 8.26: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu – polynom $B(z^{-1})$

8.4.5 Adaptivní prediktivní regulátor s omezujícími podmínkami

Posledním adaptivním regulátorem použitým k řízení pneumatické soustavy je prediktivní regulátor s omezujícími podmínkami. Odlišnost mezi návrhy prediktivních regulátorů bez a s omezeními spočívá ve způsobu minimalizace kritéria řízení (5.41). U prediktivního regulátoru s omezeními je toto kritérium převedeno do maticového tvaru (5.50) a jeho výpočet musí být prováděn numerickými optimalizačními metodami, neboť ho nelze provést analyticky.

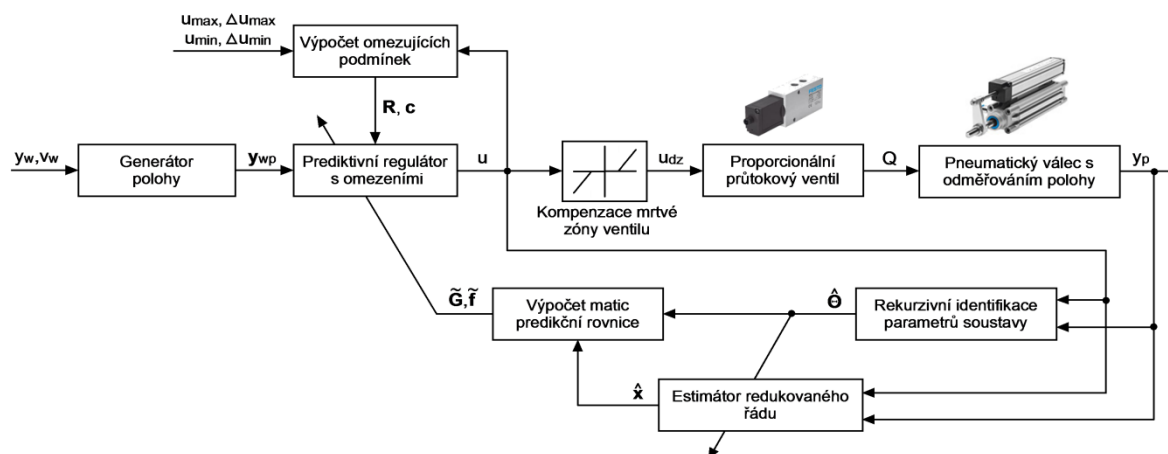
Kritérium řízení (5.50) bylo při regulaci nejdříve vypočítáváno vestavěnou funkcí *Quadratic Programming.vi* programu LabVIEW. Jelikož bylo nutné počítat s tím, že by tento regulátor mohl být implementován do mikrokontroléru a zároveň firma NI u dané vestavěné funkce neuvádí žádné reference na algoritmus, byla optimalizační metoda implementována. Pro řešení úlohy kvadratického programování byla zvolena Hildretova metoda, o níž pojednává například literatura [Wang, 2009], [Hamala, 1972].

Jestliže má být kritérium řízení (5.50) optimalizováno s omezujícími podmínkami, je nezbytné je vyjádřit v podobě maticové nerovnice (5.57). Omezující podmínky byly původně vztaženy na omezení amplitudy akčního zásahu a jeho přírůstku. Řídicí algoritmus byl ale výpočetně náročný i při krátkém horizontu predikce ($N = 4$), a proto bylo dosaženo velmi nízké frekvence vzorkování pohybující se nejvýše kolem 280Hz. Z daného důvodu bylo při regulaci aplikováno pouze jedno z uvedených omezení, čímž se podařilo zvýšit frekvenci vzorkování na 730Hz při délce horizontu predikce rovné 10ti kroků.

Experimentálním měřením bylo zjištěno, že omezením velikosti přírůstku akčního zásahu nebyl regulační pochod výrazně zlepšen. Naopak omezení amplitudy akčního zásahu mělo pozitivní vliv na kmitání pneumatické soustavy. Jestliže amplituda akčního zásahu regulátoru byla omezena na maximální hodnotu $|0,8|$, nedocházelo k rozkmitání soustavy a to ani v počátku regulačního pochodu, kdy jsou odhady parametrů ARMAX modelu nejvíce vychýlené. Při regulaci pneumatické soustavy byla proto omezována pouze amplituda akčního zásahu. Optimálních regulačních pochodů bylo docíleno s horizontem predikce pohybujícím se v rozsahu 6ti až 10ti kroků.

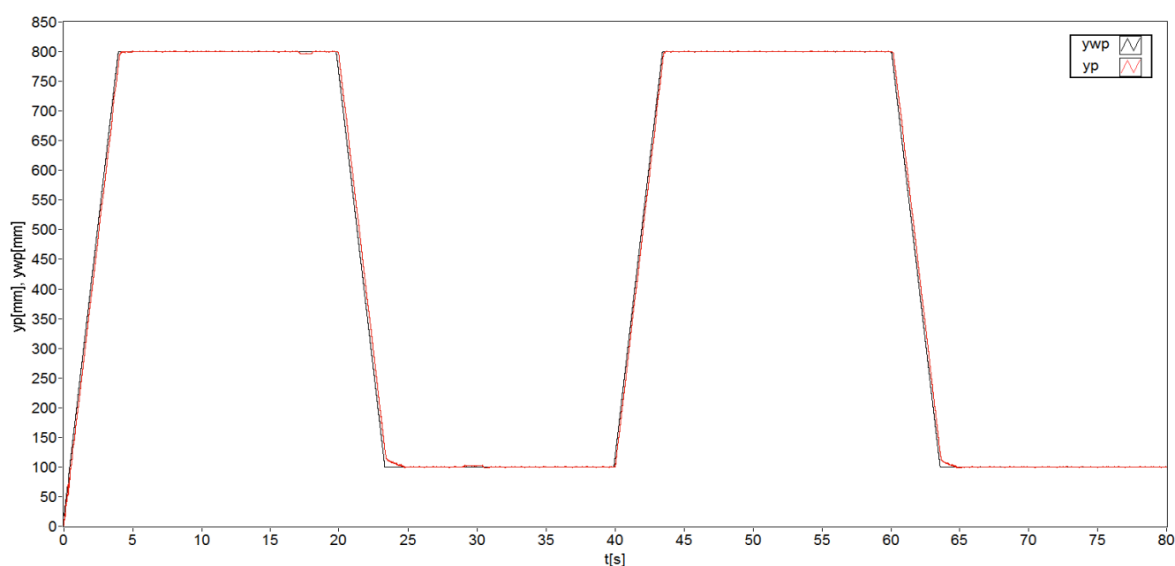
Při regulaci pneumatické soustavy byl používán přírůstkový algoritmus prediktivního regulátoru. Identifikace parametrů ARMAX modelu rekurzivní metodou predikčních chyb uvozuje proces adaptivní regulace, jejíž blokové schéma je zobrazeno na obr. 8.27. Odhadovanými parametry $\hat{\Theta}(k)$ jsou aktualizovány matice $\mathbf{M}_R, \mathbf{N}_R, \mathbf{C}_R$ rozšířeného stavového popisu vyjádřeného rovnicemi (5.35), (5.36), matice estimátoru redukovaného řádu $\mathbf{M}_E, \mathbf{N}_E, \mathbf{H}_E$ a matice omezujících podmínek \mathbf{R}, \mathbf{c} . Jestliže jsou aktualizace dokončeny, je vypočítán vektor neměřitelných složek $\hat{\mathbf{x}}_{23E}(k)$ a matice $\tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{f}}$ predikční rovnice (5.37),

kteřé jsou následně použity k výpočtu matic \mathbf{H} , \mathbf{b} kritéria řízení upraveného do tvaru (5.50). Závěr algoritmu tvoří výpočetně nejnáročnější část, optimalizace kritéria řízení Hildretovou metodou. Výsledkem této optimalizace je vektor změn akčního zásahu $\tilde{\mathbf{u}}$, ze kterého je k regulaci soustavy použit pouze první přírůstek akčního zásahu (RHC). Všechny části tvořící řídicí algoritmus probíhají v každé periodě vzorkování.

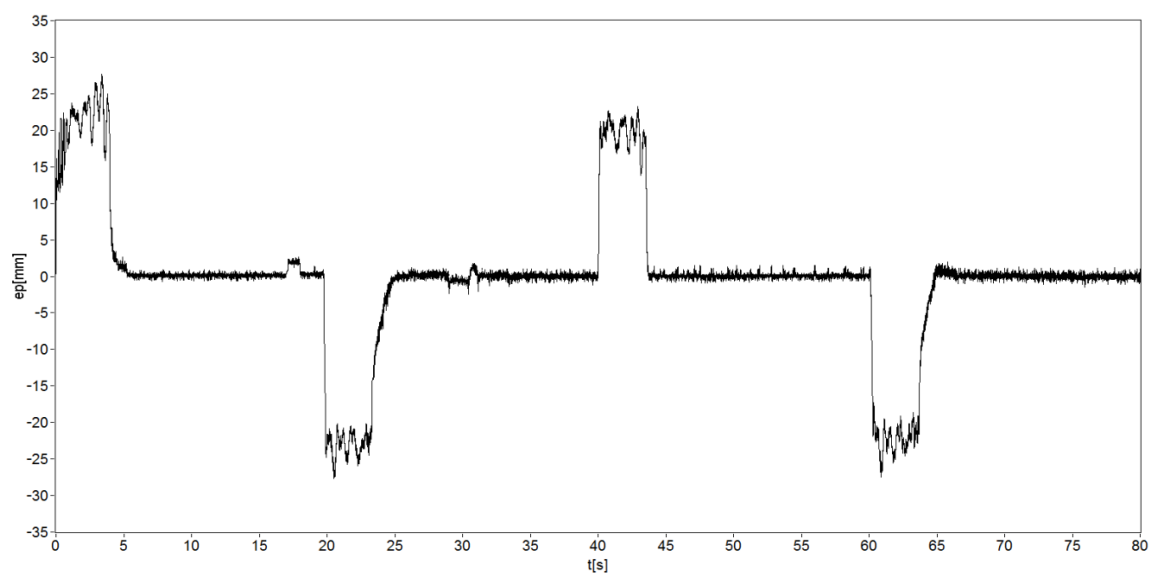


Obr. 8.27: Schéma regulace pneumatické soustavy s prediktivním regulátorem s omezením amplitudy akčního zásahu a jeho přírůstku

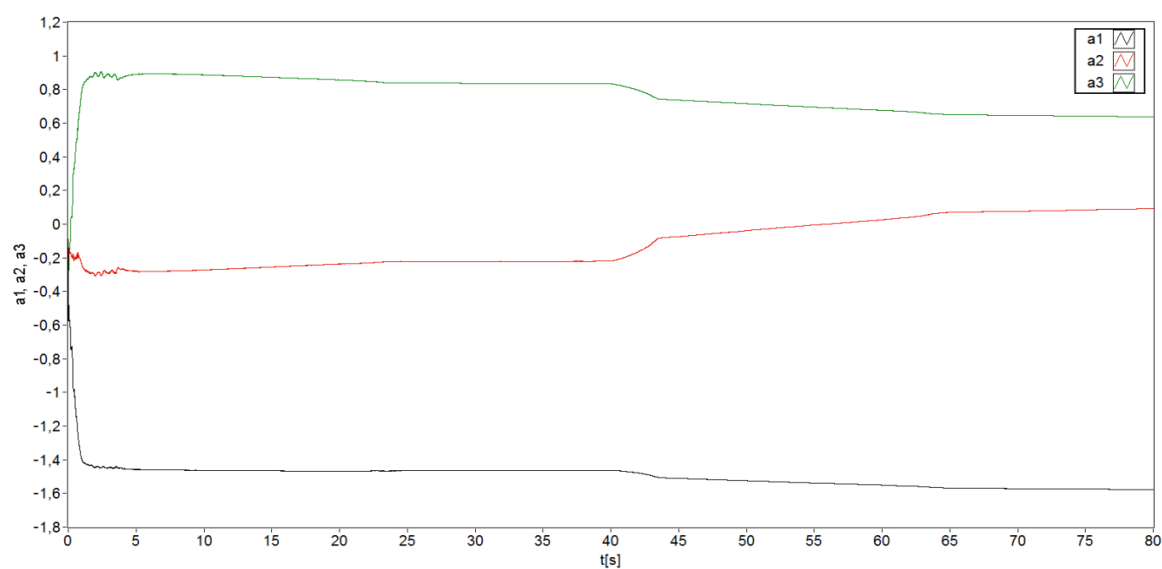
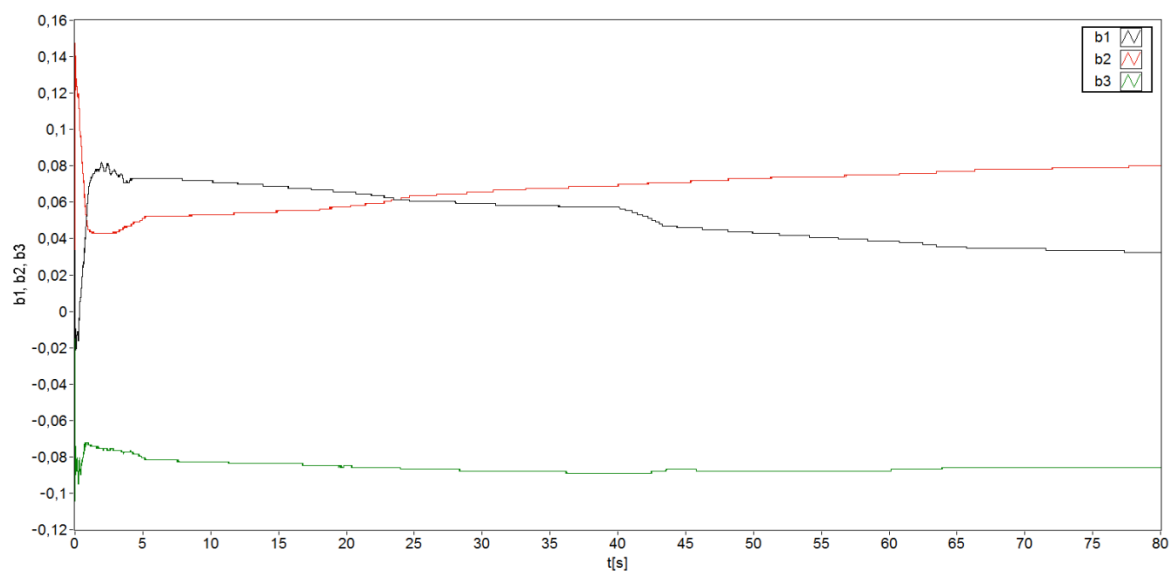
Výsledný regulační pochod pneumatické soustavy je zobrazen na obr. 8.28, průběhy regulační odchylky a odhadů parametrů ARMAX modelu na obr. 8.29 až 8.31. Průběh akčního zásahu regulátoru omezeného na maximální hodnotu $|0,8|$ znázorňuje obr. 8.32. Při regulaci bylo použito následující nastavení: $\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}$, $\mathbf{C}_{ii}(0) = 10^4$, $N = N_2 = N_u = 9$, $N_1 = 0$, $\delta = 1$, $\lambda = 0,46$, $u_{\max} = 0,8$, $u_{\min} = -0,8$, $U_{dzp} = 5,35\text{V}$, $U_{dzm} = 5,05\text{V}$, $\text{SG}(6, 3)$, $f_{\text{vzor}} = 730\text{Hz}$.

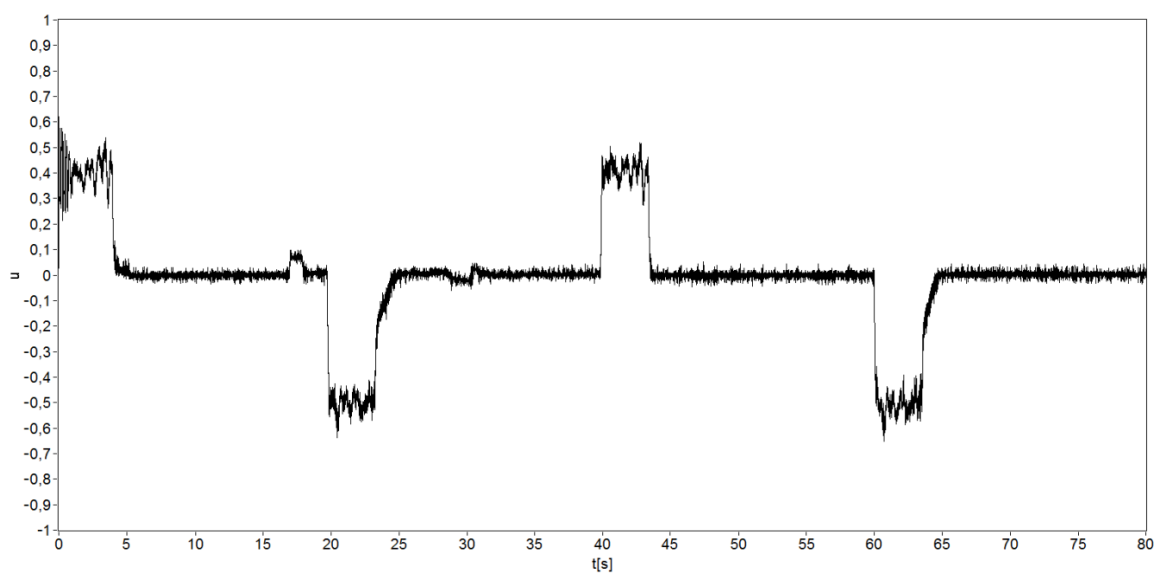


Obr. 8.28: Průběh regulace pneumatické soustavy s prediktivním regulátorem s omezením amplitudy akčního zásahu



Obr. 8.29: Průběh regulační odchylky

Obr. 8.30: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu – polynom $A(z^{-1})$ Obr. 8.31: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu – polynom $B(z^{-1})$



Obr. 8.32: Průběh akčního zásahu ($u_{\max} = 0,8$, $u_{\min} = -0,8$)

9 Vyhodnocení regulačních pochodů

Regulační průběhy uvedené v předchozích podkapitolách byly porovnány celkem šesti metodami, které jsou níže označovány jako M_1 až M_6 . První čtyři metody tvoří statistická kritéria založená na výpočtu sumy kvadrátu regulační odchylky a akční veličiny a dále sumy regulační odchylky a akční veličiny v absolutních hodnotách. Jejich zásadním nedostatkem je, že neumožňují posoudit kvalitu regulačních pochodů z hlediska požadavků na optimální regulační pochod pneumatické soustavy. Tyto požadavky lze shrnout do následujících třech bodů:

- 1) aperiodický přechodový děj,
- 2) nulová trvalá regulační odchylka v ustáleném stavu,
- 3) minimální auto-oscilace pístu kolem žádané polohy v ustáleném stavu.

Statistická kritéria mají z uvedeného důvodu pouze informativní charakter a v některých případech pouze doplňovaly nejdůležitější porovnávací metodu M_5 . Touto metodou byla posuzována kvalita regulačních pochodů podle výše uvedených hledisek charakterizujících optimální regulační pochod pneumatické soustavy. Poslední metodou M_6 byly porovnány algoritmy regulátorů z hlediska požadavků na výpočetní výkon řídicího systému.

Výsledky vyhodnocení naměřených regulačních pochodů jsou uvedeny v tab. 9.1, přičemž dané porovnávací metody jsou blíže specifikovány v těchto bodech:

- $M_1: K = \frac{1}{k_2 - k_1 + 1} \sum_{k=k_1}^{k_2} e^2(k)$ (9.1)

- $M_2: K = \frac{1}{k_2 - k_1 + 1} \sum_{k=k_1}^{k_2} u^2(k)$ (9.2)

- $M_3: K = \frac{1}{k_2 - k_1 + 1} \sum_{k=k_1}^{k_2} |e(k)|$ (9.3)

- $M_4: K = \frac{1}{k_2 - k_1 + 1} \sum_{k=k_1}^{k_2} |u(k)|$ (9.4)

- M_5 : Porovnání regulačních průběhů podle výše uvedených hledisek charakterizujících optimální regulační pochod pneumatického systému:
 - 1 – nejekvalitnější regulační pochod
 - 9 – nejméně kvalitní regulační pochod
- M_6 : Porovnání algoritmů regulátorů z hlediska požadavků na výpočetní výkon řídicího systému:
 - 1 – nejméně výpočetně náročný algoritmus
 - 4 – výpočetně nejnáročnější algoritmus

Tab. 9.1: Vyhodnocení průběhů regulačních pochodů

Regulátor	M_1	M_2	M_3	M_4	M_5	M_6
PI - lineární plocha	213,675	0,057	9,630	0,138	8	1
PI - kvadratická plocha	418,407	0,059	14,520	0,145	9	1
PI - optimální modul	188,241	0,058	10,097	0,146	7	1
PSD - modifikované ZN kritérium	434,542	0,063	11,219	0,169	5	2
LQ - kritérium řízení (5.3)	901,061	0,102	15,108	0,205	3	3
LQ - kritérium řízení (5.14)	21,525	0,082	2,116	0,203	4	3
MPC - bez omezujících podmínek	97,523	0,036	4,281	0,101	2	3
MPC - s omezujícími podmínkami	69,819	0,039	3,273	0,118	1	4

Protože statistická kritéria neumožňují posoudit kvalitu regulačního pochodu podle definovaných požadavků na optimální regulační pochod, hodnocení mezi statistickými metodami M_1 až M_4 a metodou M_5 se značně liší. Výsledný regulátor pneumatického systému byl stanoven na základě porovnání metodou M_5 .

Nejméně kvalitní průběhy byly získány s PI regulátorem s pevně danou strukturou, neboť tento regulátor měl špatné dynamické vlastnosti a k ustálení pístu pneumatického pohonu docházelo vždy až po dlouhé době regulace. Výhoda PI regulátoru oproti ostatním regulátorům spočívá pouze v jednoduchosti řídicího algoritmu.

Mírného zlepšení regulačního pochodu bylo docíleno použitím adaptivního PSD regulátoru založeného na modifikovaném Ziegler-Nicholově kritériu. Pohyb pístu byl po dobu přechodového děje téměř plynulý, ovšem v ustáleném stavu píst kolem žádané polohy značně osciloval. Jelikož součástí řídicího algoritmu regulátoru je i rekurzivní identifikace, algoritmus má daleko vyšší nároky na výkon řídicího systému než algoritmus PI regulátoru.

V případě, že poloha pístu pneumatické pohonu byla řízena adaptivním LQ regulátorem založeným na minimalizaci kritéria řízení (5.3), byl pohyb pístu také téměř plynulý a navíc byla znatelně potlačena jeho auto-oscilace. Nedostatkem tohoto regulátoru je velikost regulační odchylky v průběhu přechodového děje, která je ze všech uvedených průběhů nejvyšší. Nejmenších hodnot odchylky bylo dosaženo s adaptivním LQ regulátorem vycházejícím z kritéria řízení (5.14). Avšak během regulace píst žádanou hodnotu pokaždé přejížděl a zároveň se v ustáleném stavu více projevovala auto-oscilace pístu. Výpočetní nároky řídicího algoritmu jsou u obou dvou regulátorů vysoké, neboť jeho součástí je kromě rekurzivní identifikace a estimátoru redukovaného řádu i iterační výpočet Riccatiho rovnice.

Optimálních regulačních průběhů bylo dosaženo s adaptivním prediktivním regulátorem bez a s omezujícími podmínkami. S výjimkou prvního přechodového děje jsou rozdíly mezi průběhy regulační odchylky velmi malé a současně jsou hodnoty těchto odchylek nejnižší po odchylce získané LQ regulací vycházející z kritéria (5.14).

Prediktivní regulací s omezujícími podmínkami byla nejvíce potlačena auto-oscilace pístu kolem žádané polohy a případné zákmity pístu byly charakteristické malými amplitudami. Jelikož akční zásah regulátoru je vypočítáván metodou kvadratického programování a řídicí algoritmus tvoří také průběžná identifikace a estimátor redukováného řádu, je tento adaptivní regulátor výpočetně nejnáročnější.

U adaptivního prediktivního regulátoru bez omezujících podmínek docházelo k oscilacím pístu kolem žádané polohy více než u prediktivního regulátoru s omezeními, ale méně než u LQ regulátorů. Protože výpočet akčního zásahu regulátoru spočívá v řešení soustavy algebraických rovnic, jsou požadavky tohoto regulátoru na výkon řídicího systému podstatně nižší než u prediktivního regulátoru s omezeními a to přibližně srovnatelné s LQ regulátorem.

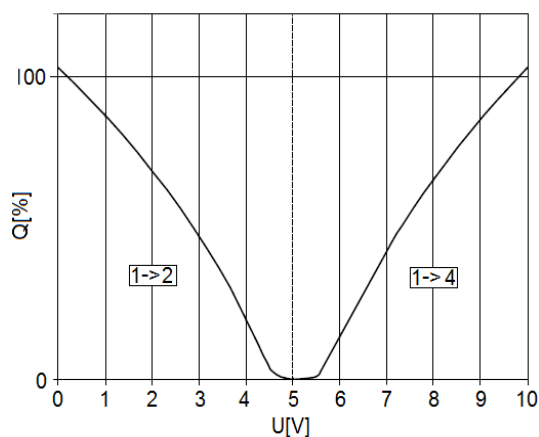
Na základě provedeného porovnání lze konstatovat, že z hlediska uvedených požadavků na optimální regulační pochod bylo nejkvalitnější regulace pneumatického systému dosaženo s adaptivním prediktivním regulátorem s omezujícími podmínkami. Jakost regulace byla dále zvýšena metodami, o nichž pojednává následující kapitola.

10 Kompenzace nelineárních vlastností pneumatického servosystému

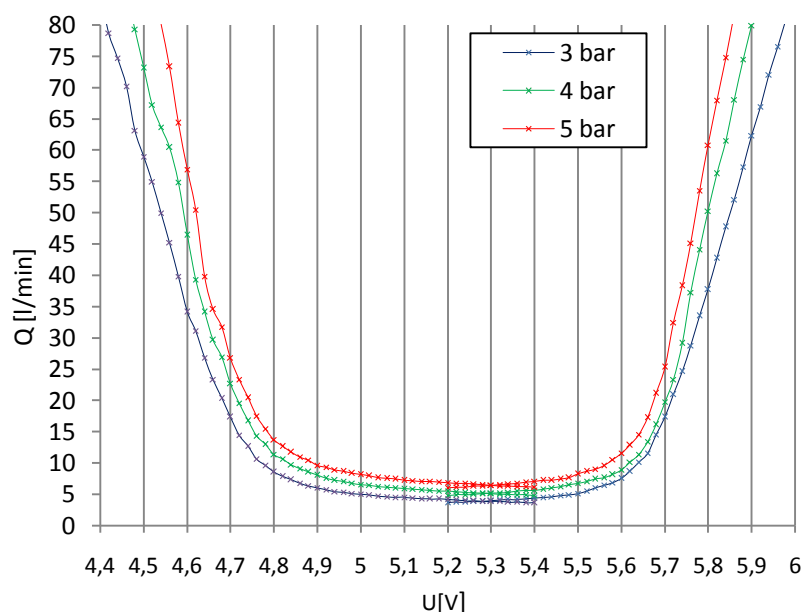
Obsahem této kapitoly jsou techniky, pomocí kterých byly kompenzovány některé nelineární vlastnosti pneumatického servosystému. Všechny níže uvedené kompenzace byly přidány do nejlépe vyhodnoceného regulačního obvodu tvořeného adaptivním prediktivním regulátorem s omezujícími podmínkami. Jejich společnou výhodou je, že jsou výpočetně nenáročné, a proto nemusela být snižována frekvence vzorkování. Kompenzacemi byla zvýšena kvalita regulačního pochodu, který je spolu s ostatními průběhy zobrazen v závěru kapitoly.

10.1 Kompenzace mrtvé zóny průtokového ventilu MPYE

Kompenzace mrtvé zóny proporcionálního průtokového ventilu MPYE byla jako jediná použita se všemi navrženými regulátory pneumatického systému, a proto je zobrazena na všech regulačních schématech. Výrobce průtokového ventilu ve své dokumentaci uvádí, že průtoková charakteristika vyjadřující závislost průtoku vzduchu Q na řídicím napětí U , je symetrická a jejímu středu odpovídá napětí 5V (obr. 10.1). Měřením byla stanovena skutečná průtoková charakteristika, která však symetrická není a její střed je posunut na napětí 5,29V (obr. 10.2).



Obr. 10.1: Výrobce udávaná průtoková charakteristika ventilu MPYE [Festo, 2006]



Obr. 10.2: Část naměřené průtokové charakteristiky ventilu MPYE

Z naměřené průtokové charakteristiky byly určeny mezní hodnoty napětí, od kterých s rostoucím, resp. s klesajícím řídicím napětím plynule narůstá průtok vzduchu ventilem. Sklon tečny průtokové charakteristiky je uvnitř intervalu mezních napětí velmi malý, a proto lze řídicím napětím ovlivňovat průtok vzduchu jen minimálně. Stanovená mezní napětí $U_{dzm} = 5,05\text{V}$, $U_{dzp} = 5,35\text{V}$ pro napájecí tlak 5bar a napětí odpovídající středu naměřené průtokové charakteristiky $U_0 = 5,29\text{V}$ byly dosazeny do navrženého kompenzačního algoritmu:

$$u_{dz}(k) = \begin{cases} U_0 & \text{pro } u(k) = 0, \\ u(k) + U_{dzp} & \text{pro } u(k) > 0, \\ u(k) + U_{dzm} & \text{pro } u(k) < 0. \end{cases} \quad (10.1)$$

Výstup algoritmu, kompenzovaná hodnota akčního zásahu $u_{dz}(k)$, je přiváděn na vstup průtokového proporcionálního ventilu MPYE.

10.2 Kompenzace pasivních odporů

Pasivní odpory pneumatického válce lze kompenzovat dvěma způsoby. První způsob kompenzace vychází z výpočtu třecí síly na základě statického či dynamického modelu tření a je náročnější, neboť je podmíněn silovou regulací, parametry modelu mnohdy bývá obtížné určit a vyžaduje přesné měření rychlosti pohybu. Z těchto důvodů byl zvolen druhý způsob kompenzace pasivních odporů, který je uvedený v literatuře [Isermann, 1996] a je naopak jednoduchý, efektivní a především nevyžaduje měření rychlosti pohybu.

Kompenzace pasivních odporů byla realizována pomocí dopředné vazby vycházející ze vztahu (10.2). V této vazbě je kontrolována regulační odchylka $e(k)$ a v případě, že její hodnota není nulová, je k akčnímu zásahu regulátoru $u(k)$ připočítán kompenzační zásah u_f . Akční zásah regulátoru $u(k)$ je tak podle směru pohybu pístu navyšován o hodnotu K_{fp} , resp. K_{fm} potřebnou k překonání pasivních odporů. Aby nedocházelo k oscilacím pístu kolem žádané hodnoty, zavádí se pásmo necitlivosti e_d , v němž se kompenzace vypíná.

$$u_c(k) = u(k) + u_f, \quad (10.2)$$

kde

$$u_f = \begin{cases} 0 & \text{pro } |e(k)| \leq e_d \text{ nebo } u(k) = 0, \\ K_{fp} & \text{pro } |e(k)| > e_d \text{ a } u(k) > 0, \\ K_{fm} & \text{pro } |e(k)| > e_d \text{ a } u(k) < 0. \end{cases} \quad (10.3)$$

Jelikož servosystém je tvořen pneumatickým válcem s jednostrannou pístnicí, a navíc je tento pohon upevněn ve svislé poloze, zasouvání pístnice je při stejné absolutní hodnotě akční veličiny rychlejší než její vysouvání. Prostřednictvím této kompenzace byla vyrovnávána i rozdílná rychlost zasouvání a vysouvání pístnice.

Parametry kompenzace pasivních odporů byly při regulaci pneumatické soustavy nastavovány na experimentálně stanovené hodnoty $e_d = 2,5\text{mm}$, $K_{fp} = 0,11$ a $K_{fm} = 0,25$.

10.3 Kompenzace auto-oscilace pístu

Auto-oscilace pístu kolem žádané polohy je způsobena stlačitelností vzduchu a převážně pak pasivními odpory. Vlivem rozpínavosti stlačeného vzduchu uvnitř komor válce je píst vychýlen z ustálené polohy, čímž vzniká odchylka, kterou se regulátor snaží následně vyrovnat. Proti pohybu pístu však působí pasivní odpory, a proto generovaný akční zásah musí tak velký, aby píst odpory překonal a poté se začal pohybovat. Jestliže pasivní odpory jsou překonány, akční zásah regulátoru je již příliš velký a v důsledku toho píst žádanou hodnotu ve většině případů přejede a celý proces regulace se znovu opakuje.

Potlačení auto-oscilace pístu bylo realizováno technikou označovanou smart integrator uvedenou v literatuře [Varseveld, 1997]. Tato technika je založena na sumaci regulační odchylky $e(k)$ pouze v úzkém pásmu žádané hodnoty δ_{si} . Suma regulační odchylky e_{sum} je násobena konstantou K_{si} a výsledná hodnota u_{si} je pak přičítána k akčnímu zásahu regulátoru $u(k)$. Pro regulaci pneumatického systému se osvědčilo volit hodnotu pásma žádané hodnoty δ_{si} kolem 1mm a hodnotu konstanty K_{si} přibližně 0,009. Regulační obvod byl tak rozšířen o zpětnou vazbu založenou na následujícím výpočtu:

$$u_c(k) = u(k) + u_{si}, \quad (10.4)$$

kde

$$u_{si} = K_{si} e_{sum} \quad \text{pro} \quad |e(k)| \leq \delta_{si}. \quad (10.5)$$

10.4 Kompenzace pomocí tlakové zpětné vazby

Do regulačního obvodu adaptivního prediktivního regulátoru byla dále přidána tlaková zpětná vazba [Souček, 1984]. Experimentálně bylo zjištěno, že tlaková zpětná vazba zlepšuje plynulost pohybu pístu pneumatického pohonu a také pomáhá potlačit auto-oscilaci pístu kolem žádané hodnoty. Zpětná vazba je založena na měření tlakové difference Δp mezi pracovními komorami pneumatického válce, a proto její nevýhoda spočívá v požadavku dvou tlakoměrů, případně jednoho diferenčního tlakoměru. Tlakový rozdíl Δp je násoben konstantou $K_{\Delta p}$, jejíž hodnota byla experimentálně stanovena na 0,07. K akčnímu zásahu regulátoru $u(k)$ je během regulace přičítána kompenzační hodnota $u_{\Delta p}$ vypočítávaná podle rovnice (10.6).

$$u_c(k) = u(k) + u_{\Delta p}, \quad (10.6)$$

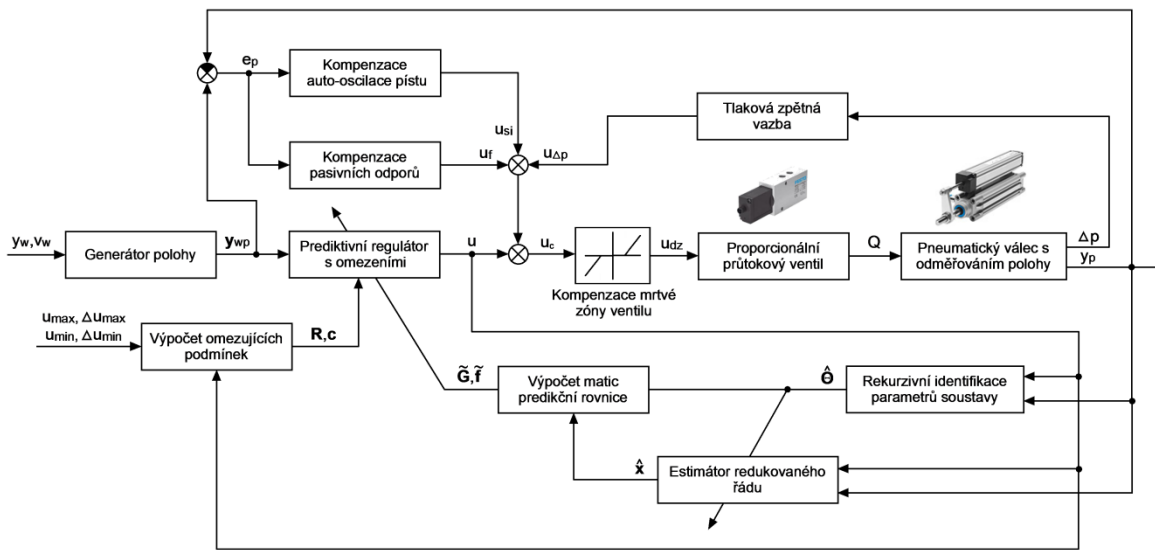
kde

$$u_{\Delta p} = K_{\Delta p} \Delta p. \quad (10.7)$$

10.5 Regulace pneumatického servosystému s kompenzacemi jeho nelinearit

Schéma regulace pneumatického systému s uvedenými kompenzačními technikami je znázorněno na obr. 10.3. K akčnímu zásahu prediktivního regulátoru $u(k)$ jsou podle rovnice (10.8) přičítány jednotlivé kompenzační zásahy u_f , u_{si} , $u_{\Delta p}$. Výsledný akční zásah $u_c(k)$ je po kompenzaci mrtvé zóny průtokového ventilu přiváděn na vstup tohoto ventilu.

$$u_c(k) = u(k) + u_f + u_{si} + u_{\Delta p} \quad (10.8)$$

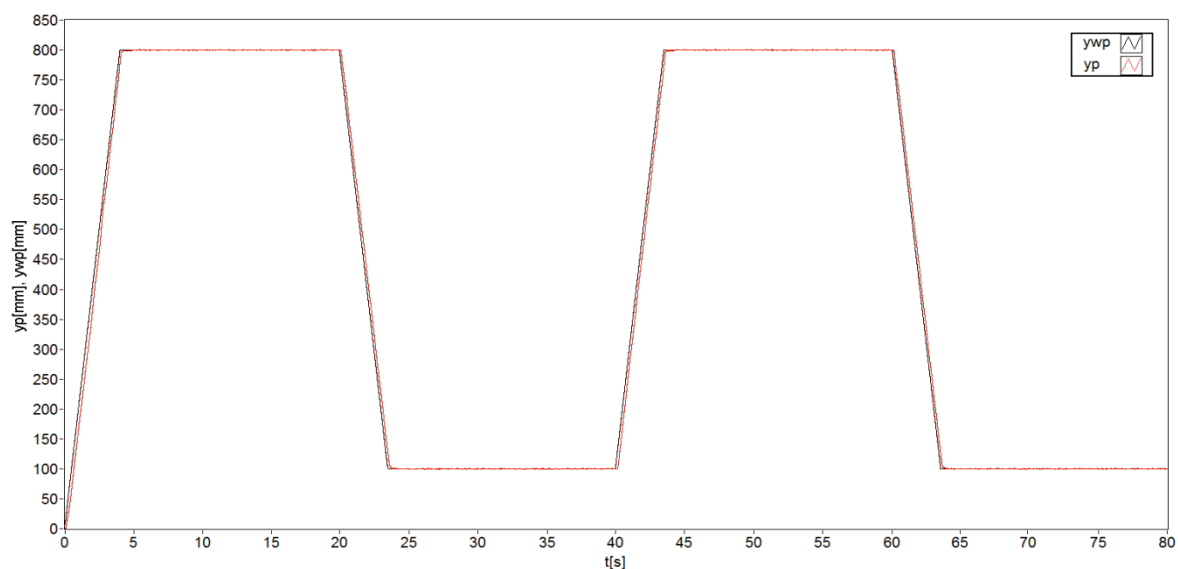


Obr. 10.3: Schéma regulace pneumatického systému s kompenzacemi jeho nelineárních vlastností

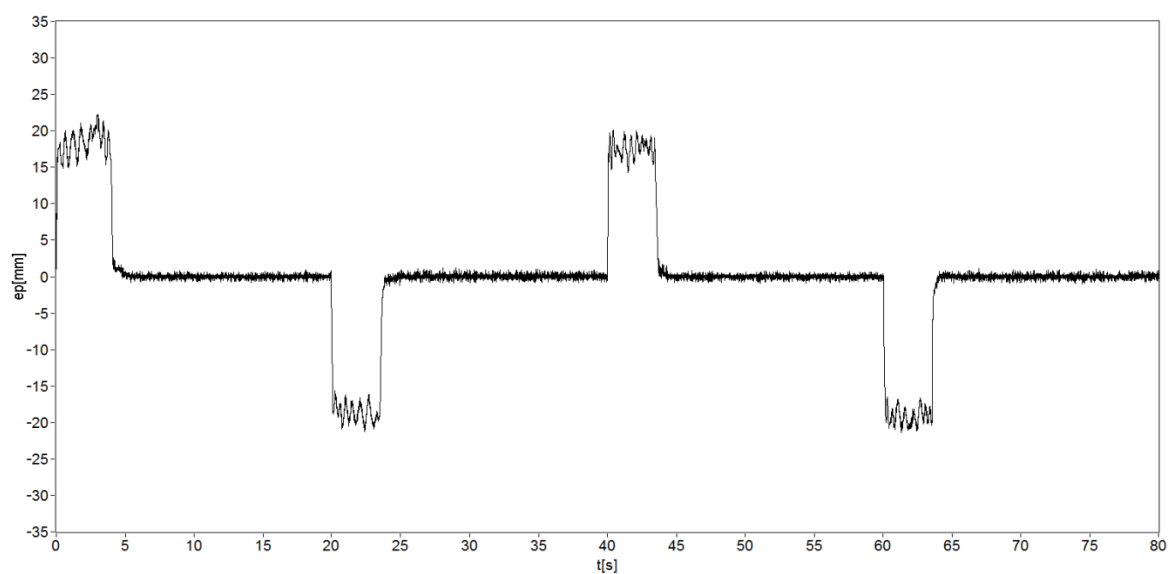
Poloha pístu pneumatického válce byla regulována adaptivním prediktivním regulátorem s omezujícími podmínkami, které byly aplikovány pouze na amplitudu akčního zásahu. Výsledné průběhy regulace pneumatického systému se zavedenými kompenzacemi některých jeho nelineárních vlastností jsou znázorněny na obr. 10.4 až 10.8.

Z obr. 10.5 je patrné, že kompenzacemi byla snížena hodnota regulační odchylky v průběhu přechodového děje a dále byla značně potlačena auto-oscilace pístu. Jelikož auto-oscilaci nelze nikdy zcela odstranit, lze dosažené výsledky považovat za více než uspokojivé. Činnost navrženého regulačního obvodu byla ověřována i při zatěžování pneumatické soustavy, čemuž se blíže věnuje následující kapitola.

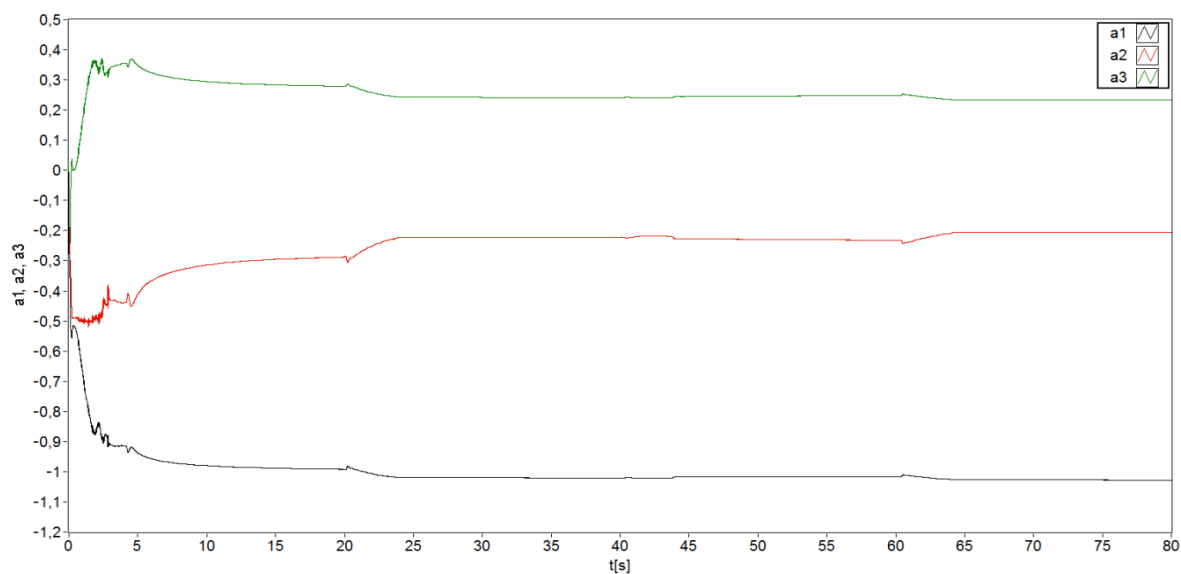
Při regulaci soustavy bylo použito následující nastavení: $\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}$, $C_{ii}(0) = 10^4$, $N = N_2 = 9$, $N_1 = 0$, $\delta = 1$, $\lambda = 0,46$, $u_{\max} = 0,8$, $u_{\min} = -0,8$, $U_{dzp} = 5,35V$, $U_{dzm} = 5,05V$, $K_{fp} = 0,11$, $K_{fm} = 0,25$, $K_p = 0,07$, $K_{si} = 0,009$, $\delta_{si} = 1\text{mm}$, $e_d = 2,5\text{mm}$, $SG(6, 3)$, $f_{vzor} = 715\text{Hz}$.

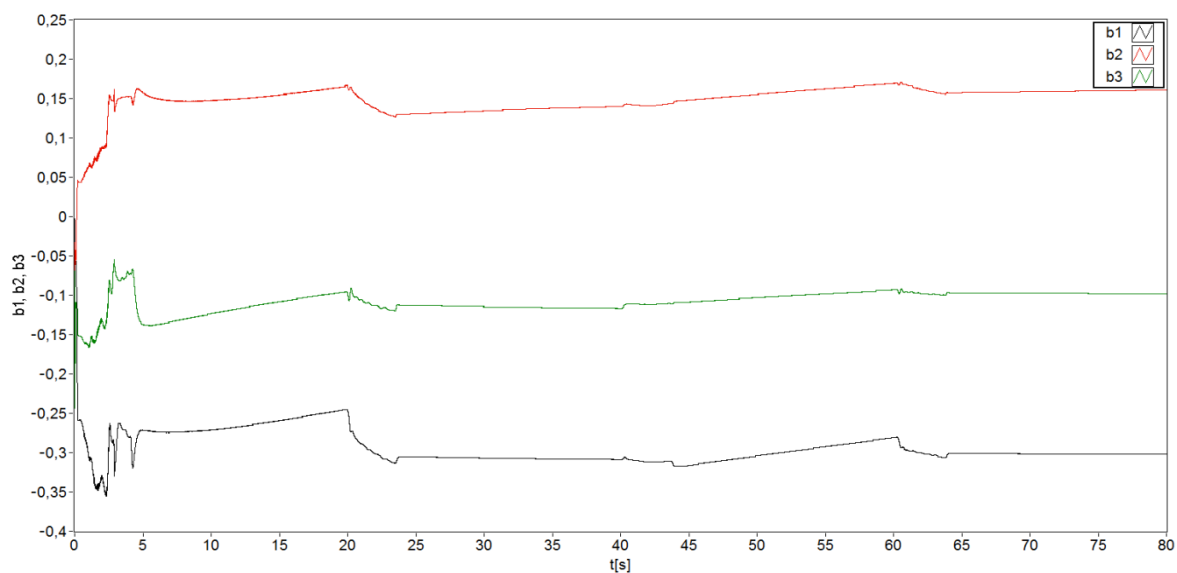
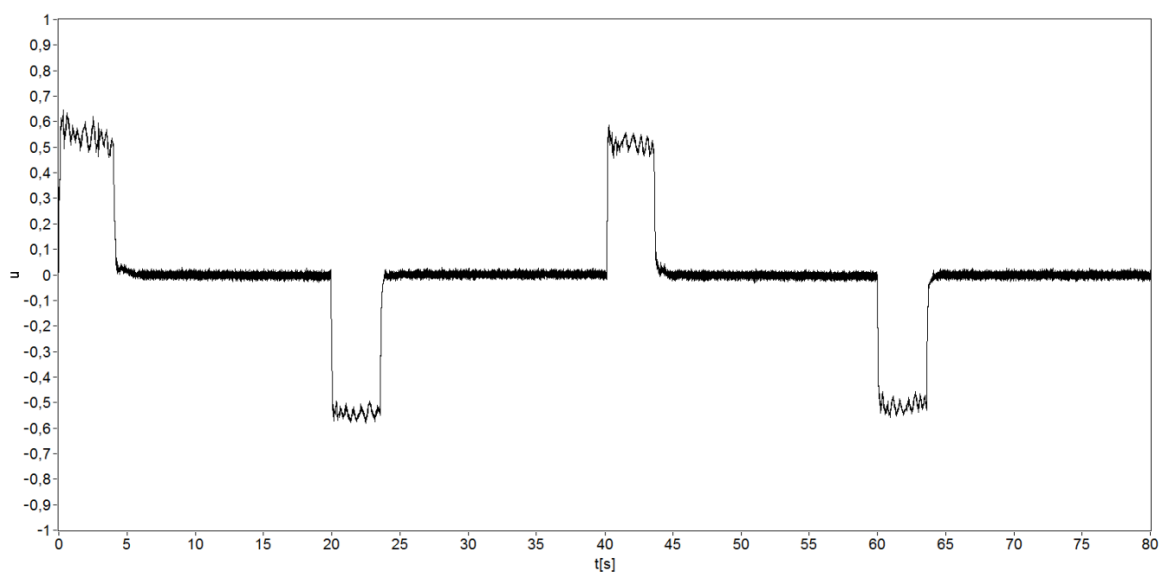
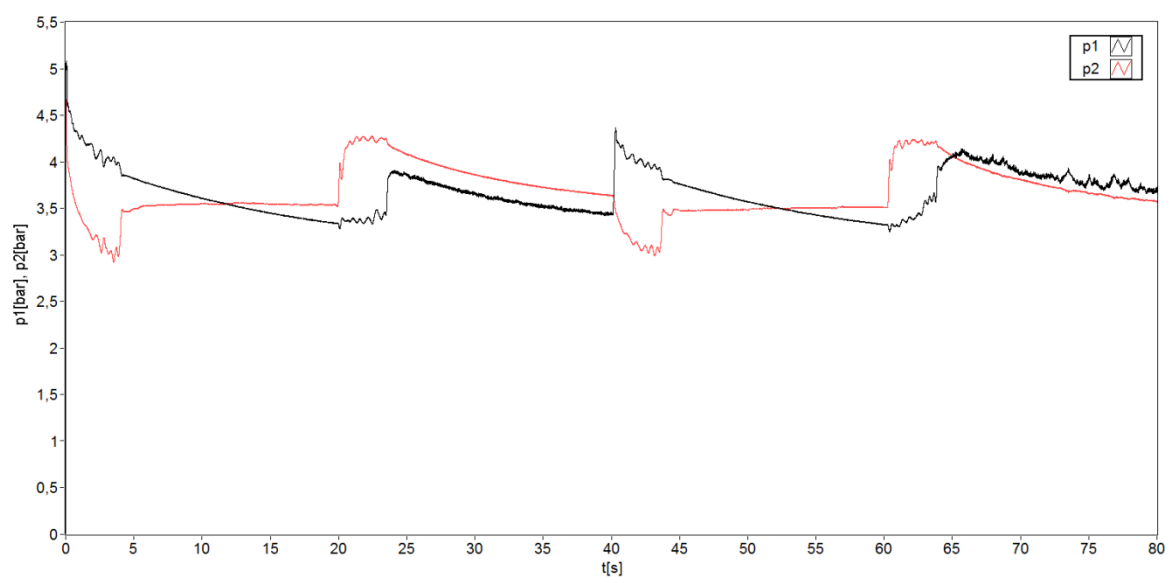


Obr. 10.4: Průběh regulace pneumatického systému s kompenzacemi jeho nelineárních vlastností



Obr. 10.5: Průběh regulační odchylky

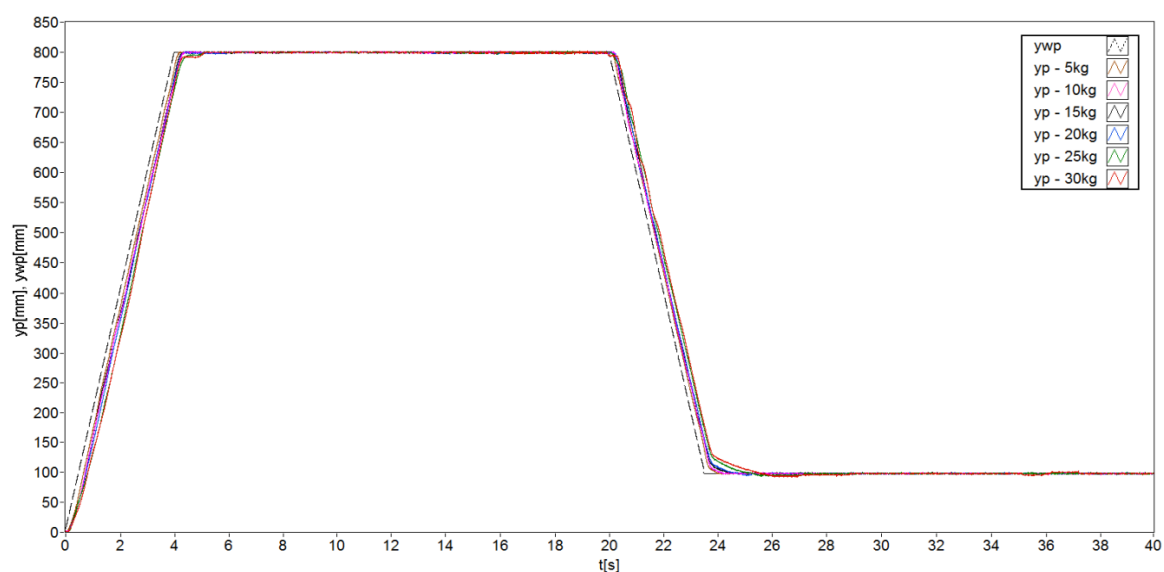
Obr. 10.6: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu – polynom $A(z^{-1})$

Obr. 10.7: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu – polynom $B(z^{-1})$ Obr. 10.8: Průběh akčního zásahu ($u_{\max} = 0,8$, $u_{\min} = -0,8$)

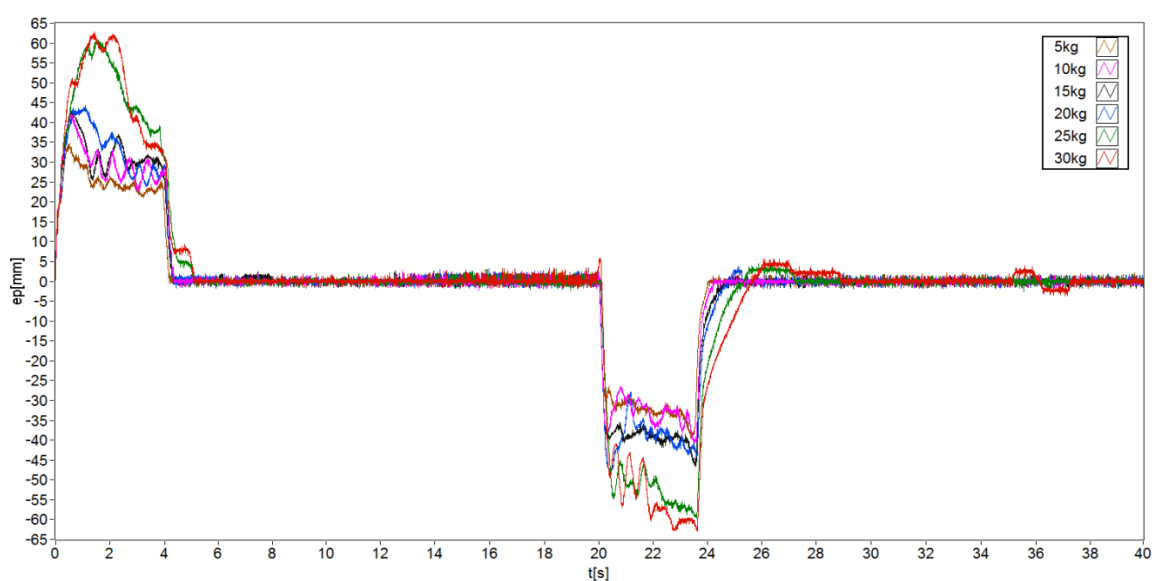
Obr. 10.9: Průběh tlaků uvnitř pneumatického válce

11 Zatěžování pneumatického servosystému

Pneumatický servosystém byl zatěžován staticky dvěma různými způsoby. Při prvním způsobu byla soustava nejdříve zatížena a teprve poté byl spuštěn regulační pochod. Zátěž servosystému byla postupně navyšována po 5kg až do celkové hmotnosti 30kg. Ve skutečnosti bylo však zatížení vyšší, neboť součástí konstrukce servosystému je vedení válce OHA-040-01-500, jehož pohyblivá část váží 4,2kg a dále zatěžovací přípravek o hmotnosti 3,4kg (obr. C.4). Aby bylo možné detailněji zobrazit regulační odchylku v průběhu přechodového děje, poloha byla měřena pouze po dobu jednoho vysunutí a zasunutí pístní tyče. Výsledky měření, průběhy polohy pístu a regulační odchylky, jsou znázorněny na obr. 11.1 a 11.2.



Obr. 11.1: Průběh polohy pístu při různé míře zatížení

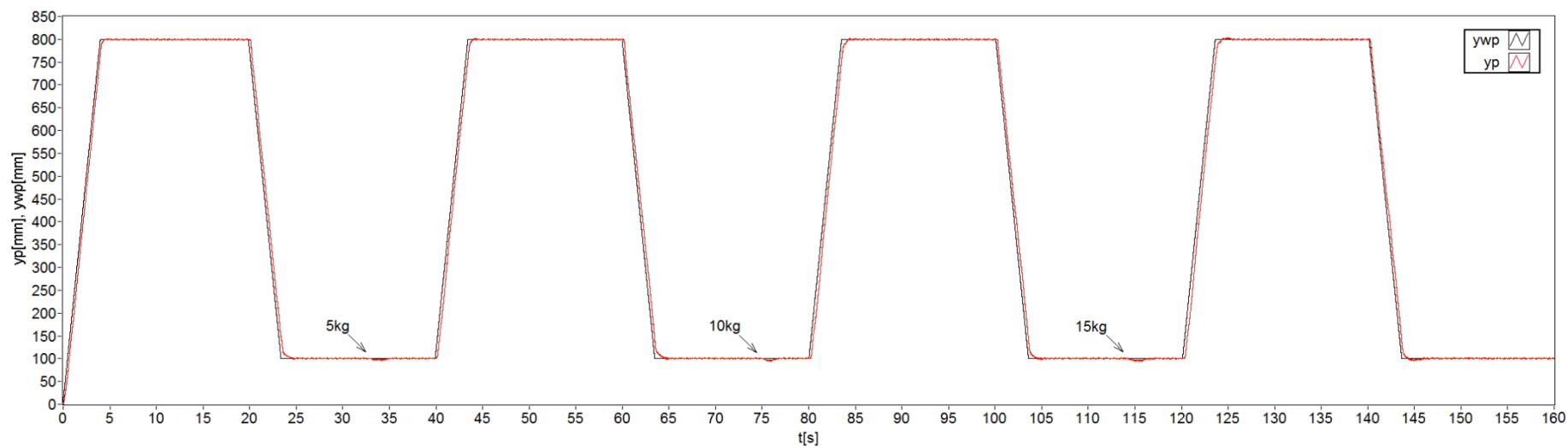


Obr. 11.2: Průběh regulační odchylky

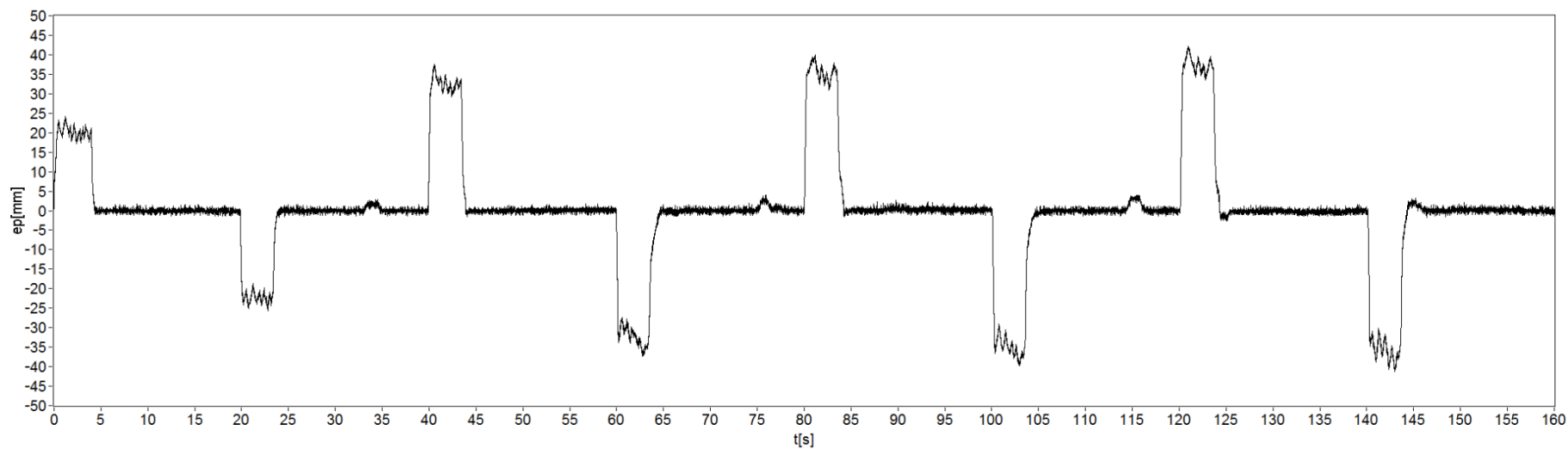
Z průběhu regulační odchylky na obr. 11.2 je patrné, že je-li hmotnost zatížení vyšší než 20kg, hodnota odchylky výrazně narůstá, píst žádanou polohu přejíždí a v ustáleném stavu se více projevuje auto-oscilace pístu. Ve snaze dosáhnout kvalitnějšího regulačního pochodu při vyšším zatížení servosystému bylo experimentálně zvyšováno zesílení regulátoru pomocí parametru λ . Vyšším zesílením se podařilo regulační odchylku v průběhu přechodového děje snížit, ale zároveň narostla frekvence a amplituda oscilací pístu kolem žádané hodnoty. Navíc vyšší zesílení regulátoru nelze použít při nižších zatíženích, neboť často docházelo k rozkmitání soustavy ihned po spuštění řídicího algoritmu. V případě, že by měl být servosystém podroben zatěžování vyššími hmotnostmi (20kg a více), měl by být zvolen pneumatický válec s větším průměrem pístu, poněvadž průměr pístu 40mm není při zdvihu válce 1000mm dostatečný.

Na obr. 11.3 až 11.8 jsou zobrazeny průběhy, které byly naměřeny během druhého způsobu zatěžování. Nezatíženému servosystému byla postupně zvyšována zátěž po 5kg, aniž by byl regulační pochod přerušen.

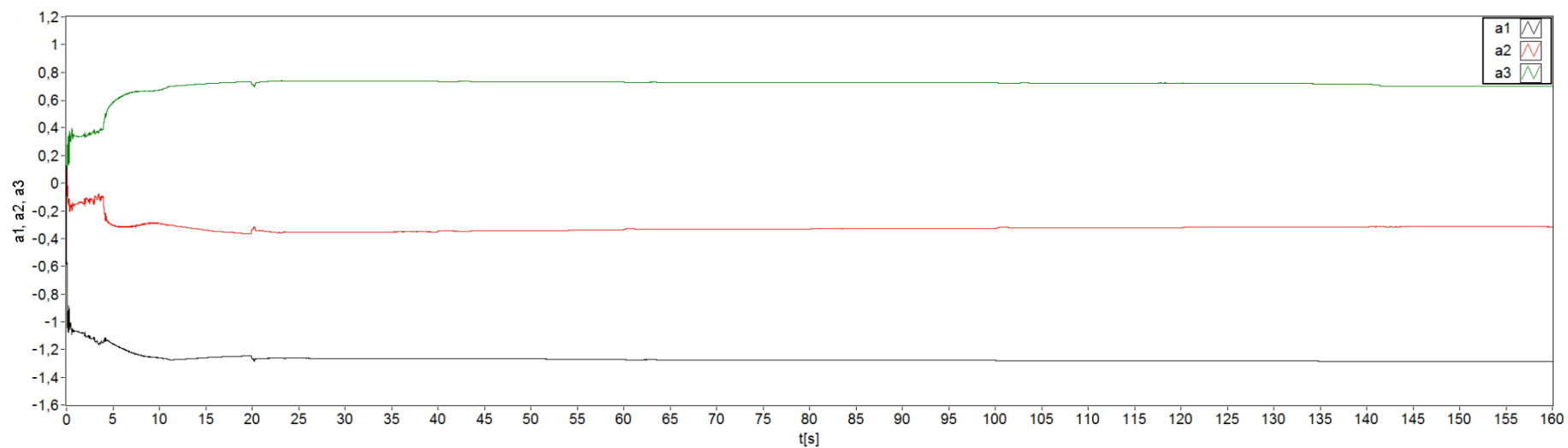
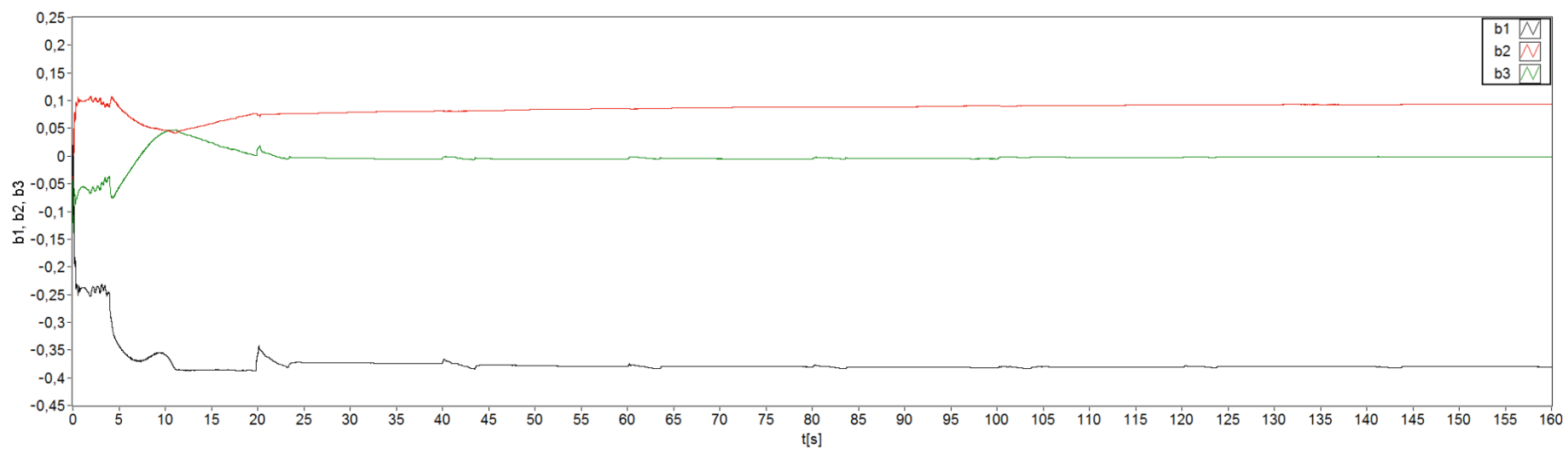
Pneumatická soustava byla při obou způsobech zatěžování řízena adaptivním prediktivním regulátorem s omezujícími podmínkami rozšířeným o kompenzace nelinearit. Nastavení parametrů regulátoru a kompenzací odpovídalo nastavení uvedenému v předchozí kapitole.

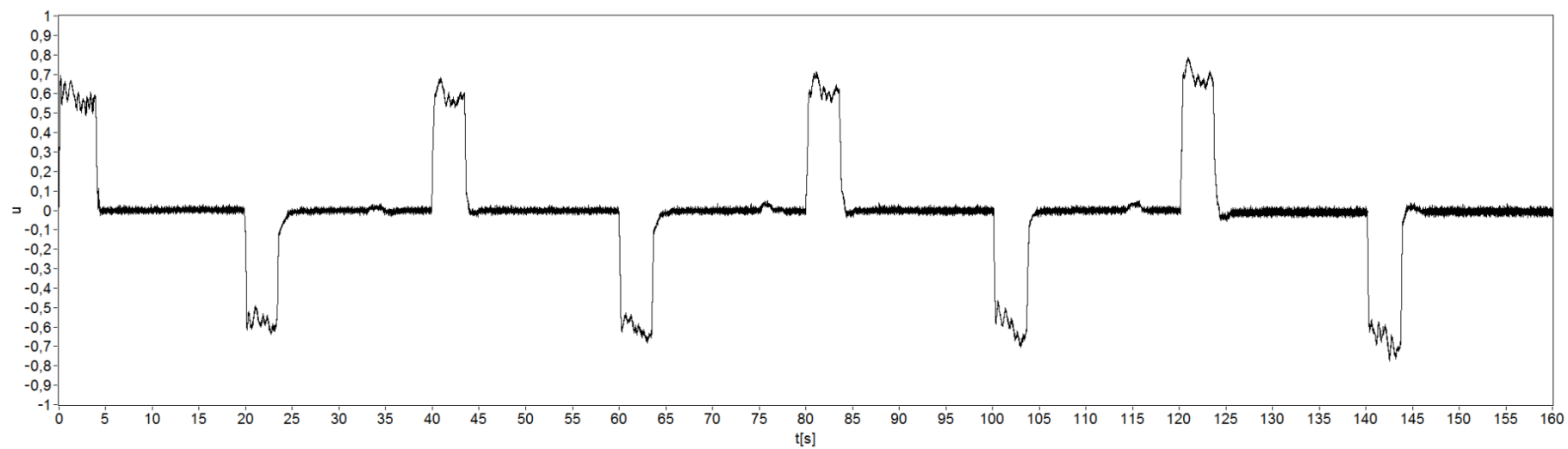
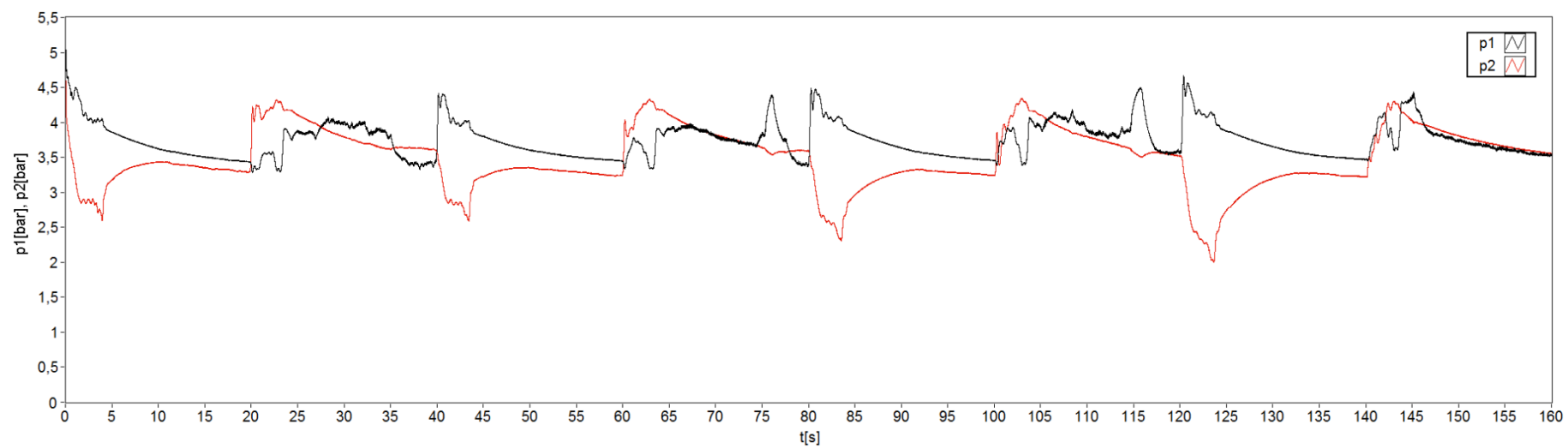


Obr. 11.3: Průběh polohy pístu při postupném zvyšování zatížení po 5kg



Obr. 11.4: Průběh regulační odchylky

Obr. 11.5: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $A(z^{-1})$ Obr. 11.6: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $B(z^{-1})$

Obr. 11.7: Průběh akční veličiny ($u_{\max} = 0,8$, $u_{\min} = -0,8$)

Obr. 11.8: Průběh tlaků uvnitř pneumatického válce

12 Elektronický obvod regulátoru pneumatického servosystému

Součástí řešení disertační práce je návrh a realizace mikroprocesorové řídicí jednotky, do kterého má být implementován vybraný regulátor pneumatického systému. V navrženém obvodu jsou k mikrokontroléru připojeny periferní obvody, pomocí nichž jsou ovládány elektropneumatické prvky tvořící servosystém.

Pro regulaci pneumatické soustavy byl nejprve zvolen 32bitový mikrokontrolér Atmel AT91SAM7S256 založený na architektuře ARM7 a disponující výkonem 50MIPS při 55MHz. Výkon tohoto procesoru byl však posuzován podle první implementované části řídicího algoritmu, rekurzivní identifikace parametrů modelu. Měřením byla stanovena maximální frekvence vzorkování, která se pohybovala v rozsahu 200 - 210Hz. Vzhledem k tomu, že pro regulaci soustavy byla experimentálně určena minimální frekvence vzorkování 380Hz, výkon procesoru by byl po implementaci zbylých částí řídicího algoritmu nedostačující. Z uvedeného důvodu byl zakoupen nejvýkonnější procesor, který v dané době firma Atmel nabízela, mikrokontrolér AT91SAM9G20. Tento 32bitový procesor je založen na vyšší architektuře ARM9 a jeho výkon je 400MIPS při 400MHz.

Po implementaci všech částí řídicího algoritmu zvoleného adaptivního prediktivního regulátoru s omezujícími podmínkami, byla opět měřena maximální frekvence vzorkování. Jelikož výpočet kritéria řízení je u tohoto regulátoru prováděn velmi výpočetně náročnou metodou kvadratického programování, bylo s mikrokontrolérem AT91SAM9G20 dosaženo maximální frekvence vzorkování 300Hz. V důsledku takto nízké frekvence vzorkování regulátor nedokázal dostatečně rychle reagovat na odezvu pneumatického systému, a proto nebylo docíleno takového regulačního pochodu jaký uveden v předchozí kapitole.

Podle tab. 9.1 bylo druhého nejlépe vyhodnoceného regulačního pochodu dosaženo s adaptivním prediktivním regulátorem bez omezujících podmínek. Jelikož výkon procesoru AT91SAM9G20 nedovoluje k regulaci pneumatické soustavy použít regulátor s omezujícími podmínkami, rozhodl jsem místo něho implementovat do mikrokontroléru AT91SAM9G20 algoritmus adaptivního prediktivního regulátoru bez omezení doplněný o kompenzace nelinearit.

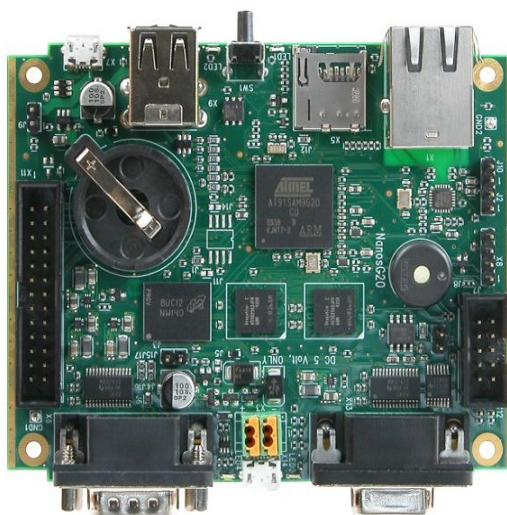
Elektronický obvod s periferiemi pro ovládání elektropneumatických prvků byl navržen tak, aby ho bylo možné použít s libovolným mikrokontrolérem. Po vyřešení problému souvisejícího s frekvencí vzorkování u adaptivního prediktivního regulátoru s omezujícími podmínkami bude vyměněn pouze procesor AT91SAM9G20 a obvod tak bude dále používán s rychlejším mikrokontrolérem.

12.1 Popis elektronického obvodu regulátoru

Elektronický obvod regulátoru je tvořen dvěma samostatnými částmi. První část obvodu byla navržena v editoru plošných spojů Eagle a obsahuje periferní obvody určené pro zpracování signálů ze snímačů a pro řízení elektropneumatických prvků servosystému. Druhou částí obvodu je zakoupený vývojový modul NanosG20, který je osazen zmiňovaným mikrokontrolérem Atmel AT91SAM9G20. Tento modul je zobrazen na obr. 12.1.

Mikrokontrolér Atmel AT91SAM9G20 je podrobně specifikován v dokumentaci výrobce [Atmel, 2010], a proto je zde uveden pouze souhrn jeho nedůležitějších vlastností. Základem tohoto 32bitového procesoru je jádro ARM926EJ - S, které podporuje instrukční sady ARM (32 bit), Thumb (16 bit) a ARM Jazelle[®]. Procesor je taktován frekvencí 400MHz, obsahuje 32kB Data Cache, 32kB Instruction Cache a MMU. Pro komunikaci s okolím je vybaven USB 2.0, Ethernet 10/100Mbit, 4x USART, 2x SPI a I2C. Dále je jeho součástí 6x 16bitový časovač, WDT, DMA, RTT, PIT, MCI a 4 kanálový 10bitový A/D převodník.

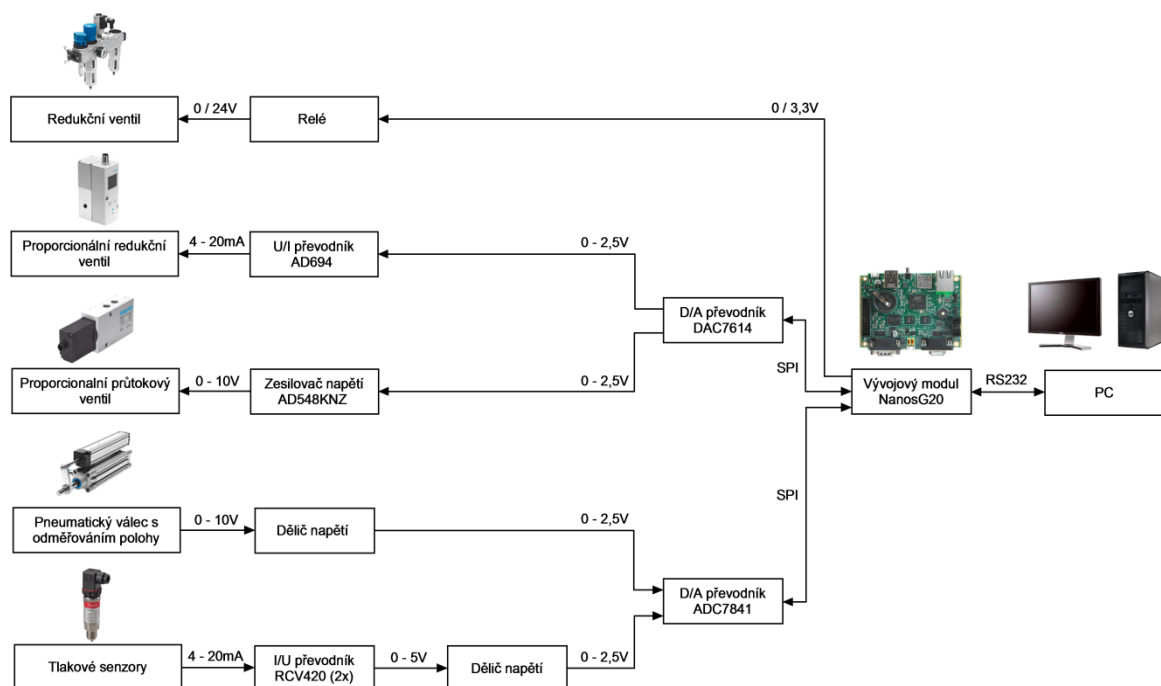
K mikrokontroléru jsou připojeny externí paměti 128MB NAND Flash a 64MB SDRAM, neboť obsahuje pouze 2x 16kB SDRAM interní paměti. Paměti jsou součástí modulu NanosG20, který je dále osazen LED diodami, tlačítkem, piezosírenou, pouzdem pro záložní baterii, převodníky signálů UART/RS232 a UART/RS485, napájecími obvody a konektory. Tyto konektory jsou připojeny jen k některým rozhraním mikrokontroléru, viz dokumentace výrobce modulu NanosG20 [Ledato, 2010].



Obr. 12.1: Vývojový modul NanosG20

Schéma zapojení navržené části elektronického obvodu regulátoru je uvedeno v příloze spolu s obrazcem plošného spoje, osazovacím obrazcem a seznamem součástek (obr.B.10

až obr. B.13, tab. B.4). Některé části obvodu byly navrženy pro větší počet připojení než bylo nezbytné, pro případ, že pneumatický servosystém bude rozšířen o další snímače, ventily nebo nějaké jiné prvky.

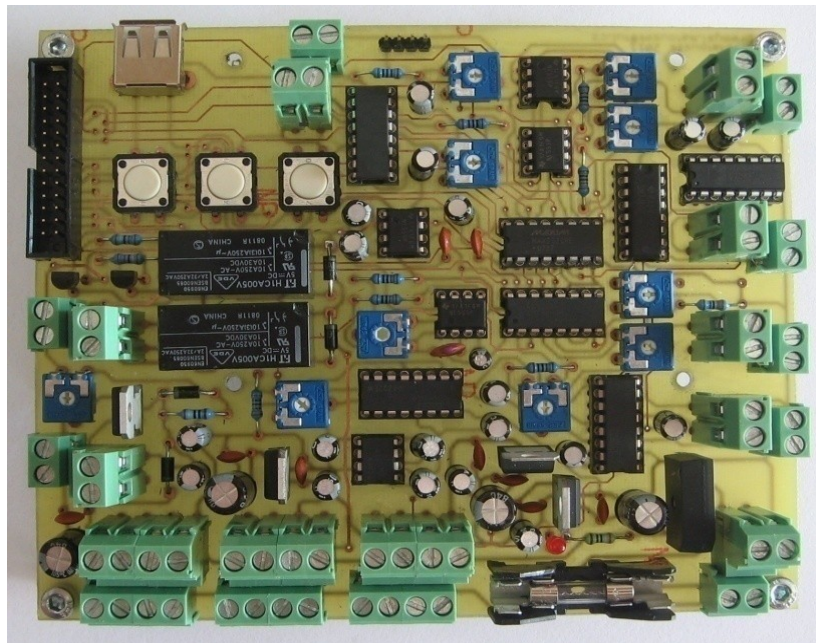


Obr. 12.2: Blokové schéma zapojení elektronického obvodu regulátoru

Ke spínání redukčního ventilu napětím 24V je používáno relé s NPN tranzistorem, jehož báze je ovládána pinem mikrokontroléru. Proporcionální redukční ventil je řízen unifikovaným proudovým signálem 4 - 20mA a tak je požadovaná hodnota tlaku převáděna čtyř kanálovým D/A převodníkem na napětí, které je následně konvertováno U/I převodníkem na požadovaný proud. Druhým kanálem D/A převodníku je ovládán proporcionální průtokový ventil. Jelikož výstupní napětí D/A převodníku jsou definována rozsahem 0 - 2,5V a průtokový ventil lze řídit napětím 0 - 10V, napětí z D/A převodníku je čtyř násobně zesilováno prostřednictvím operačního zesilovače.

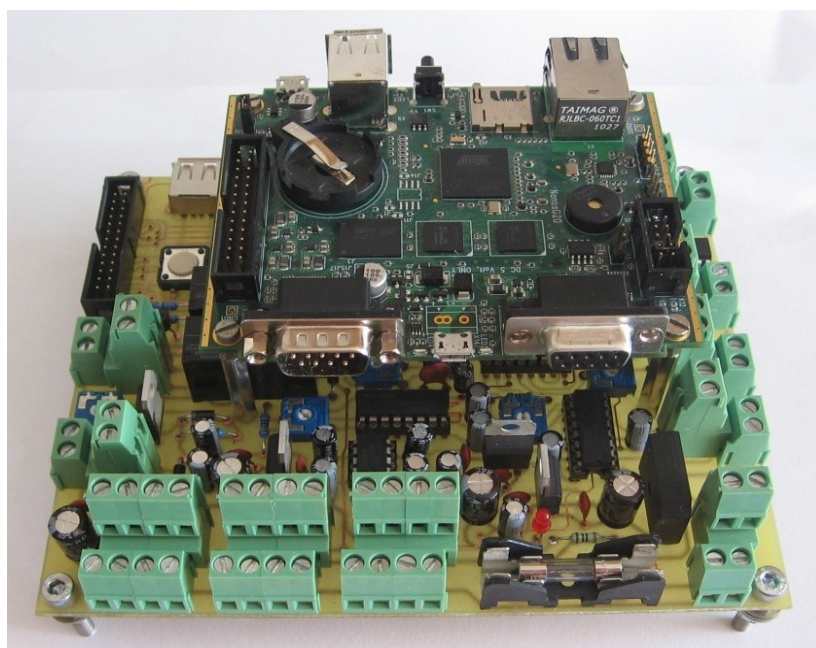
Poloze pístu pneumatického válce odpovídá hodnota napětí z rozsahu 0 - 10V. Na vstup čtyř kanálového A/D převodníku musí být však přiváděno napětí 0 - 2,5V, a proto je napětí ze snímače polohy upravováno děličem do daných mezí A/D převodníku. Pracovní tlaky uvnitř pneumatického válce jsou měřeny snímači, které generují unifikované proudové výstupní signály. Z tohoto důvodu jsou výstupní signály snímačů nejdříve konvertovány I/U převodníky na napětí 0 - 5V a poté jsou napětí z těchto převodníků upravovány děliči do rozsahů D/A převodníku. Zjednodušené blokové schéma uvedených částí tvořících obvod regulátoru je znázorněno na obr. 12.2.

Součástí navrženého obvodu jsou dále ochranné prvky proti přepólování a přetížení, zdroje napájecího napětí (5V, 3,3V, 2,7V, -15V), zdroje referenčního napětí pro snímač polohy a převodníky (10V, 2,5V), tlačítka, konektory a LED diody. Osazená deska plošného spoje navrženého obvodu je zobrazena na následujícím obrázku.



Obr. 12.3: Osazená DPS s periferiemi pro ovládání elektropneumatických prvků

Vývojový modul NanosG20 je s navrženým obvodem propojen více žilovým plochým kabelem. Desky plošných spojů obou dvou obvodů jsou k sobě připevněny a celý obvod regulátoru, který je zobrazen na obr. 12.4, se upíná ke konstrukci pneumatického servosystému a je napájen externím 24V zdrojem napětí.



Obr. 12.4: Elektronický obvod regulátoru pneumatického systému

12.2 Řídící algoritmus elektronického obvodu regulátoru

Vývojový modul NanosG20 výrobce dodává s předinstalovaným operačním systémem Linux Debian. Výhodou předinstalovaného operačního systému je, že uživatel nemusí vytvářet složité inicializační skripty, zjednodušuje programování, atd., ale to vše za cenu snížení rychlosti procesoru. Operační systém byl proto z mikrokontroléru odstraněn a do procesoru byl nahráván již přeložený zdrojový kód spolu s inicializačními skripty.

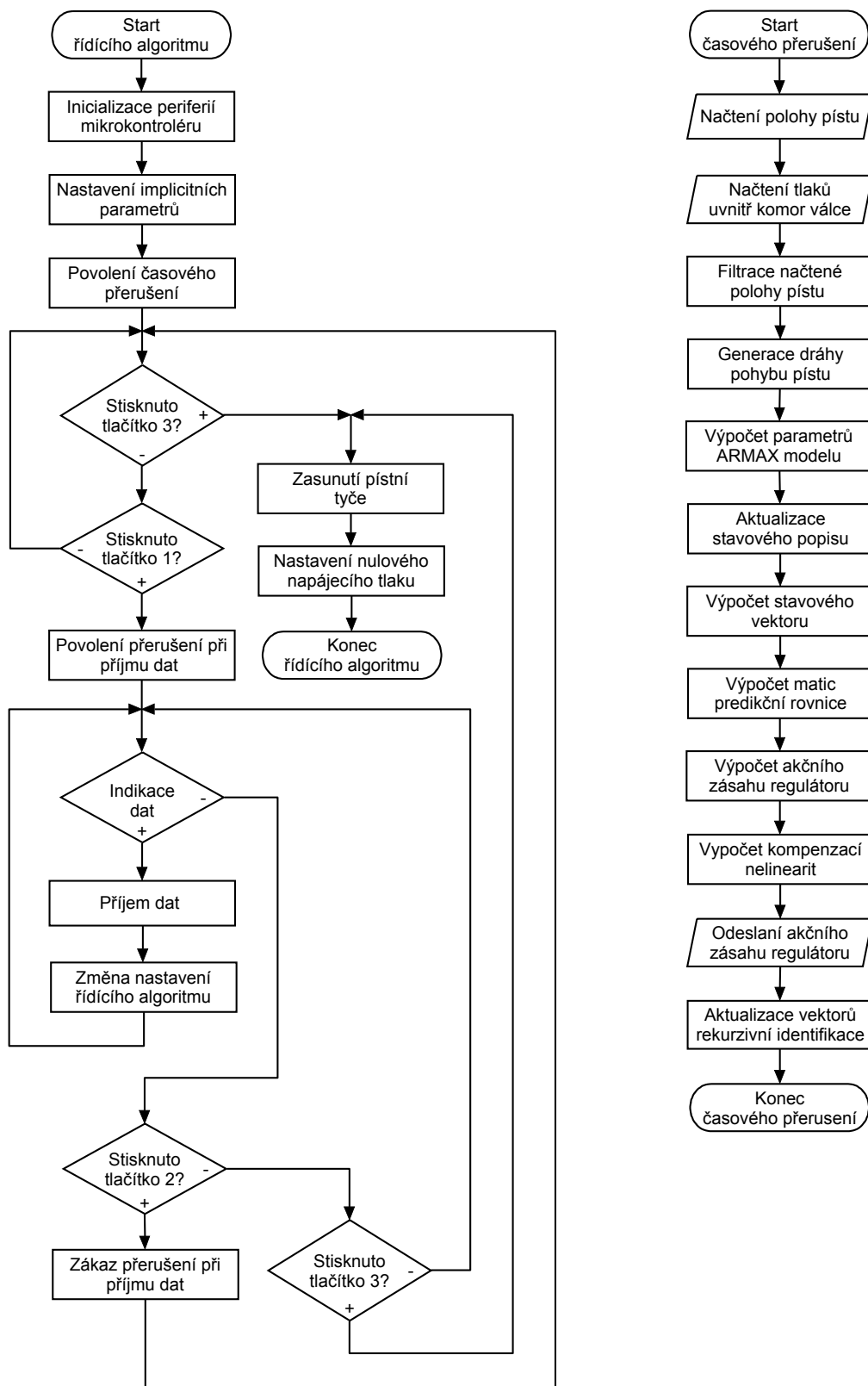
Řídící algoritmus regulátoru byl napsán v jazyce C ve volně dostupném vývojovém prostředí Eclipse s překladačem ARM procesorů Yagarto. Programový kód obou dvou adaptivních prediktivních regulátorů byl pro zvolené nastavení optimalizován z hlediska výpočetní rychlosti s cílem dosáhnout vysoké frekvence vzorkování. Během implementace byly proto veškeré matematické operace rozepisovány a především byly hledány opakující se části algoritmu tak, aby žádná z nich nebyla použita vícekrát. Optimalizace kódu byla realizována v programu MATLAB s využitím jeho Symbolic toolboxu.

Vývojový diagram implementovaného algoritmu regulátoru pneumatického systému je zobrazen na obr. 12.5. Na začátku algoritmu jsou inicializovány nezbytné periferie mikrokontroléru, sběrnice SPI a UART, čítače a V/V porty. Po inicializaci těchto periférií jsou nastaveny implicitní parametry řídicího algoritmu, mezi které patří napájecí tlak, parametry rekurzivní identifikace, prediktivního regulátoru, kompenzací nelinearit, generátoru polohy, atd. a ihned poté se spustí nekonečně opakující se cyklus.

V tomto cyklu jsou kontrolovány stavy tlačítek. Po stisknutí prvního tlačítka umístěného na navržené desce s periferiemi mohou být do procesoru odesílána data. Těmito daty lze přenastavit některé parametry řídicího algoritmu (viz. obr. 12.6) nebo mohou obsahovat pouze žádanou polohu a rychlost pístu. Příjem dat je realizován pomocí přerušení a po příjmu všech znaků je v přerušovací funkci provedena požadovaná změna nastavení řídicího algoritmu. Po sepnutí druhého tlačítka na zmíněné desce je příjem dat zakázán. Tlačítkem, které je součástí modulu NanosG20, je možné nekonečně opakující se cyklus ukončit. Pneumatická soustava je poté uvedena do počátečního stavu, který je charakterizován zasunutou pístní tyčí a nulovým napájecím tlakem.

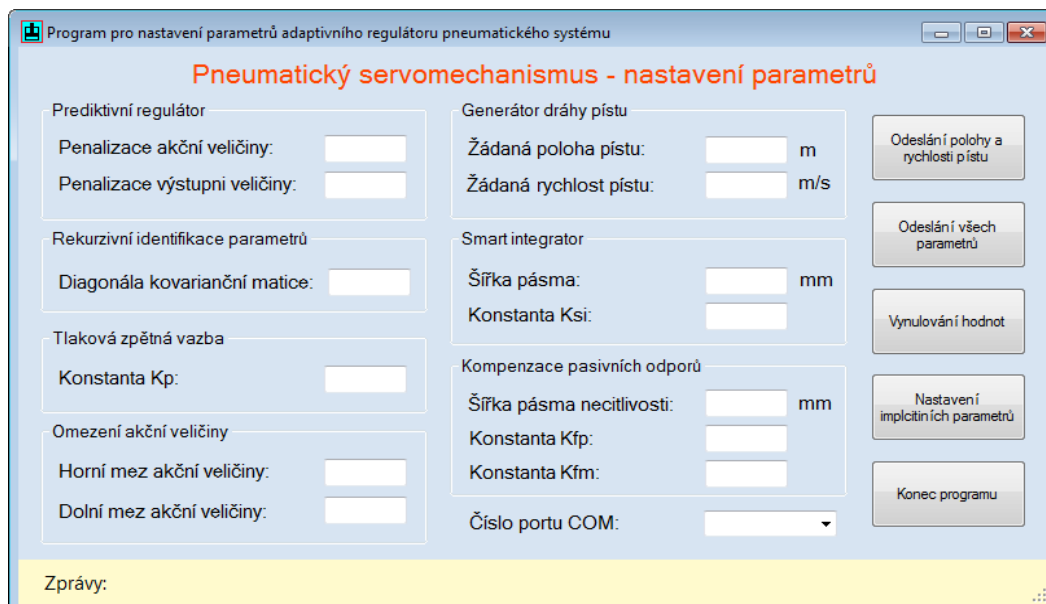
Aby regulace pneumatické soustavy probíhala při požadované frekvenci vzorkování, musely být veškeré výpočty realizovány pomocí časového přerušení. V každé periodě vzorkování je vyvolána přerušovací funkce, na jejímž začátku je načtena z A/D převodníku poloha pístu a hodnoty tlaků uvnitř komor pneumatického válce. Po filtraci naměřené polohy začíná výpočet akčního zásahu adaptivního prediktivního regulátoru bez omezujících podmínek, který byl doplněn o kompenzace nelinearit. Tyto algoritmy zde

nejdou rozepisovány, neboť algoritmus adaptivního prediktivního regulátoru je již popsán v podkapitole 8.4.5 a algoritmy kompenzace nelinearit v kapitole 10. Poté, co je výpočet akčního zásahu regulátoru dokončen, akční zásah je odeslán do D/A převodníku a tím je přerušovací rutina ukončena. V následující periodě vzorkování se celý výpočet opakuje.



Obr. 12.5: Vývojový diagram řídicího algoritmu

Některé parametry řídicího algoritmu lze nastavit uživatelským programem, který byl napsán v jazyce C# ve vývojovém prostředí MS Visual Studio 2008. Tímto programem je také možné odesílat do mikrokontroléru pouze žádanou hodnotu polohy a rychlosti pístu. Pohyb pístu tak může být ovládán uživatelským programem nebo nadřazeným řídicím systémem, například PLC automatem. Komunikace mezi procesorem a osobním počítačem probíhá po sběrnici RS232. Uživatelský program je zobrazen na obrázku 12.6.



Obr. 12.6: Uživatelský program pro nastavení parametrů řídicího algoritmu regulátoru

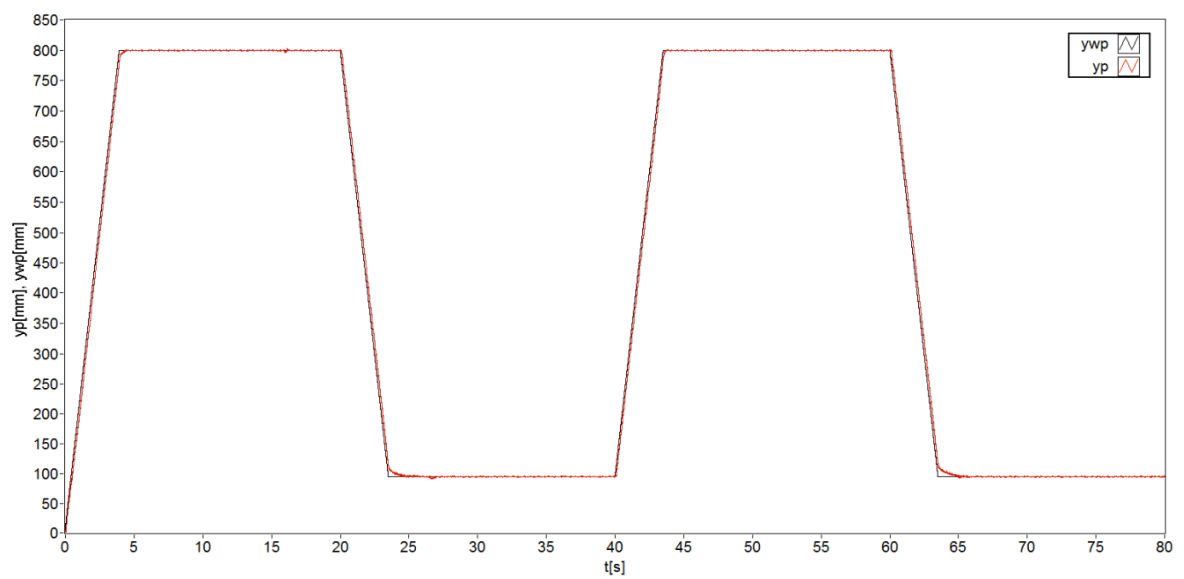
12.3 Regulace pneumatického systému elektronickým obvodem regulátoru

Po implementaci řídicího algoritmu do mikrokontroléru byla měřena frekvence vzorkování. S elektronickým obvodem regulátoru pneumatického systému bylo dosaženo maximální frekvence vzorkování pohybující se v rozsahu 680 - 690Hz. V případě, že by zdrojový kód adaptivního prediktivního regulátoru nebyl optimalizován, bylo by dosaženo mnohem nižší maximální frekvence vzorkování. Optimalizaci zdrojového kódu lze proto považovat za velmi přínosnou.

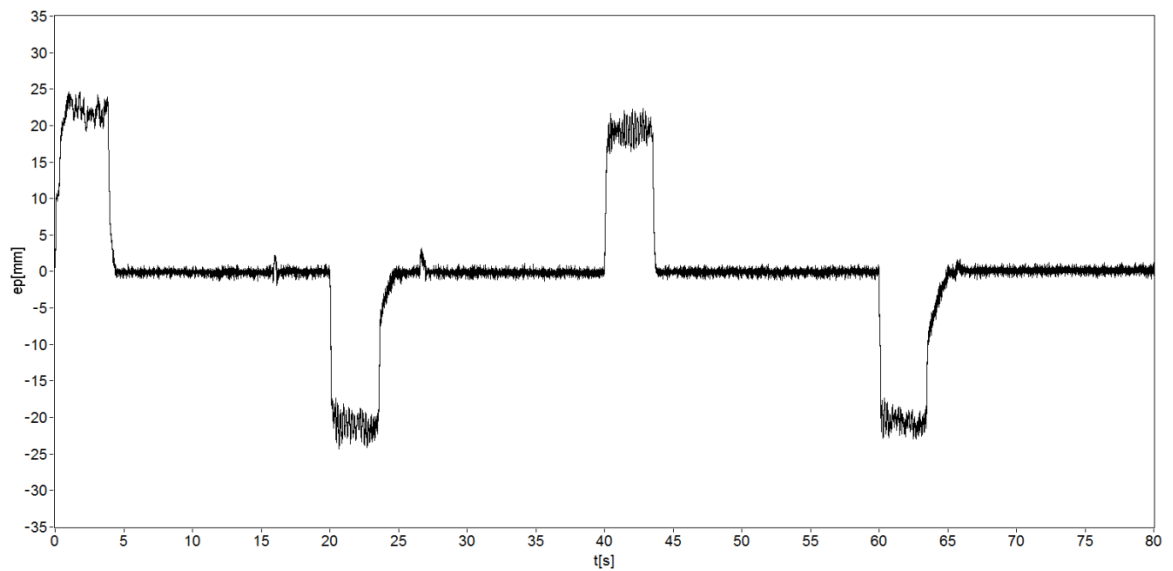
Poloha pístu pneumatické válce byla během regulace soustavy měřena připojeným PXI real-time systémem. K naměřenému průběhu polohy byl později vygenerován průběh žádané polohy, neboť by jinak nebylo možné zobrazit průběh regulační odchylky. Naměřený průběh polohy pístu je zobrazen na obr. 12.7 a na obr. 12.8 je pak znázorněn průběh regulační odchylky.

Při regulaci servosystému bylo použito následující nastavení: $\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}$, $\mathbf{C}_{ii}(0) = 10^4$, $N = N_2 = N_u = 8$, $N_1 = 0$, $\delta = 1,07$, $\lambda = 0,069$, $u_{\max} = 3V$, $u_{\min} = -3V$, $U_{dzp} = 5,35V$, $U_{dzm} = 5,05V$, $K_{fp} = 0,10$, $K_{fm} = 0,24$, $K_p = 0,08$, $K_{si} = 0,008$, $\delta_{si} = 1,1mm$, $e_d = 2,5mm$,

SG(6, 3), $f_{\text{vzor}} = 680\text{Hz}$.



Obr. 12.7: Průběh regulace pneumatické soustavy elektronickým obvodem regulátoru



Obr. 12.8: Průběh regulační odchylky

13 Závěr

Hlavním cílem disertační práce bylo navrhnout optimální regulátor polohového pneumatického systému. Tento regulátor byl stanoven na základě výsledků porovnání regulačních pochodů několika odlišných typů regulátorů, které byly navrženy klasickými metodami a metodami adaptivní regulace. Obvod optimálního regulátoru byl poté rozšířen o kompenzace některých nelineárních vlastností pneumatického systému a jeho činnost byla ověřována i při zatěžování soustavy. Tato pneumatická soustava byla vytvořena autorem disertační práce.

Při seřizování parametrů PI regulátoru bylo nezbytné určit parametry obrazového přenosu pneumatického systému. Jelikož jsou vlastnosti tohoto systému proměnlivé v čase, s uvedenými přenosy nebylo dosaženo dostatečně přesné aproximace soustavy. V důsledku toho nebyly parametry PI regulátoru optimálně seřizeny, a proto odpovídající regulační pochody byly nejméně kvalitní.

K řízení pneumatického systému byly dále vybrány adaptivní regulátory nazývané samočinně se nastavující regulátory. Během regulace byla pneumatická soustava identifikovaná průběžně v reálném čase, a proto bylo s těmito regulátory ve výsledku dosaženo kvalitnějších regulačních pochodů než s PI regulátorem.

Pro průběžnou identifikaci pneumatické soustavy byly zvoleny modely ARX, ARMAX a pro odhad jejich parametrů byly implementovány vybrané rekurzivní identifikační procedury. Tyto metody byly porovnány podle chyby odhadu při různých počátečních podmínkách. Porovnáním bylo zjištěno, že pro průběžnou identifikaci je nejvhodnější ARX model s rekurzivní metodou nejmenších čtverců s adaptivním směrovým zapomínáním a ARMAX model s rekurzivní metodou predikčních chyb. Z těchto dvou metod byla nakonec zvolena rekurzivní metoda predikčních chyb, neboť algoritmus této metody byl numericky stabilnější.

Vyhodnocením regulačních průběhů bylo zjištěno, že nejvyšší jakosti regulace pneumatického systému bylo dosaženo s adaptivním prediktivním regulátorem s omezujícími podmínkami. Tímto regulátorem byly jednak potlačeny oscilace pístu kolem žádané polohy a to nejvíce ze všech použitých regulátorů. Zároveň bylo docíleno nejnižší hodnoty regulační odchylky v průběhu přechodového děje po odchylce získané s LQ regulátorem. Doplněním kompenzací nelineárních vlastností pneumatické soustavy do obvodu tohoto regulátoru byla zvýšena kvalita regulace, a to zejména v ustáleném stavu, kde se podařilo značně potlačit auto-oscilaci pístu. Případné zákmity pístu byly charakteristické amplitudami pohybujícími se v rozsahu 0 - 3mm. Dalším přínosem

kompenzací bylo snížení hodnoty regulační odchylky během přechodového děje, avšak jejich zásadním nedostatkem je, že musí být často seřizovány. Minimalizace kritéria řízení je u prediktivního regulátoru s omezujícími podmínkami prováděna výpočetně velmi náročnými metodami kvadratického programování, a proto hlavní jeho nevýhoda spočívá v požadavku na vysoký výkon řídicího systému. I když k regulaci pneumatické soustavy byl používán vysoce výkonný PXI systém, během regulace musely být omezující podmínky vztaženy pouze na amplitudu akčního zásahu, neboť jedině tak bylo možné dosáhnout vysoké frekvence vzorkování.

V případě, že byl pneumatický systém zatěžován závažími do 20kg, kvalita regulace nebyla téměř ovlivněna. Vyšším zatížením se kvalita regulace však výrazně snížila a to z důvodu poklesu tuhosti pneumatického válce. Pro přesné polohování při vyšších zatíženích je proto nutné zvolit jiné parametry pneumatického válce, neboť průměr pístu 40mm je při zdvihu válce 1000mm již nedostatečný.

V závěru práce byl navržen elektronický obvod s mikropočítačem, do kterého byl implementován adaptivní prediktivní regulátor s omezujícími podmínkami doplněný o kompenzace nelinearit. Poněvadž výkon zvoleného mikrokontroléru nebyl kvůli náročné optimalizaci kritéria řízení dostačující, nebylo docíleno stejné kvality regulace jako s PXI systémem. Z daného důvodu byl do mikrokontroléru implementován druhý nejlépe vyhodnocený regulátor, adaptivní prediktivní regulátor bez omezujících podmínek, který byl rovněž doplněn o kompenzace nelinearit. Optimalizace kritéria řízení vede u tohoto regulátoru na soustavu algebraických rovnic, jejíž řešení není příliš výpočetně náročné, a proto s daným mikropočítačem bylo dosaženo vysoké frekvence vzorkování, nezbytné pro řízení pneumatického systému. Přestože do mikropočítače nebyl implementován optimální regulátor, výsledný regulační pochod lze považovat za velmi kvalitní.

Elektronický obvod regulátoru byl navržen modulárně, aby jej bylo možné použít s libovolným mikrokontrolérem. Ten bude v budoucnu nahrazen výkonnějším, který již bude optimalizaci kritéria řízení s omezeními při vysoké frekvenci vzorkování zvládat.

Podstatným výsledkem a zároveň i přínosem disertační práce jsou laboratorně ověřené algoritmy adaptivního řízení pneumatické soustavy s přímočarým pohonem. Adaptivní algoritmy mohou být použity k řízení přímočarých pohonů s různými parametry (průměr pístu, zdvih válce, atd.). Řídicí algoritmus byl přenesen z PXI systému do mikrokontroléru a výsledná řídicí jednotka tvoří zcela autonomní systém. Tyto jednotky pak budou moci

být použity k řízení pneumatických pohonů v různých manipulátorech či jiných mechanismech.

Zkoumaná témata v disertační práci byla průběžně publikována na národních a mezinárodních konferencích. Zároveň bylo provedeno velké množství měření a experimentů, jejichž výsledky mohou být dále využity v rámci výzkumu zabývajícího se problematikou modelování a řízení pneumatických systémů. Vývoj řídicího systému polohového pneumatického servomechanismu nelze považovat za ukončený a bude dále pokračovat podle následujícího postupu.

13.1 Doporučení dalšího postupu

Do níže uvedených bodů jsou shrnuta doporučení dalšího postupu, kterým bude dále věnována pozornost. Některá doporučení mohou být kvůli své rozsáhlosti námětem dalších disertačních, případně diplomových prací.

- Implementovat adaptivní prediktivní regulátor s omezujícími podmínkami do výkonnějšího mikrokontroléru.
- Zdokonalit kompenzaci auto-oscilace pístu kolem žádané polohy.
- Posoudit vhodnost a účinnost kompenzačních metod založených na statických či dynamických modelech tření.
- Věnovat se dále problematice identifikace pneumatické soustavy a to zejména identifikačním algoritmům na bázi neuronových sítí.
- K řízení pneumatické soustavy použít další regulátory - adaptivní regulátory s referenčním modelem, fuzzy regulátory, atd.
- Zabývat se otázkou regulace rychlosti pneumatických pohonů.

Literatura

- [1] ASTRÖM, K. J., WITTENMARK, B. *Adaptive control*. 2. vyd. Addison-Wesley Publishing Company, 1995. 574 s. ISBN 0-201-55866-1.
- [2] ASTRÖM, K. J., WITTENMARK, B. *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. 3. vyd. New Jersey: Prentice Hall, 1996. 555 s. ISBN 978-01-33148992.
- [3] ATMEL. *AT91 ARM Thumb Microcontrollers – AT91SAMG20* [online]. 2010. [cit. 2012-05-4]. Dostupné z WWW: < <http://www.atmel.com/Images/doc6384.pdf> >
- [4] BALÁTEĚ, J. *Automatické řízení*. 2. vyd. Praha: BEN - Technická literatura, 2004. 663 s. ISBN 80-7300-148-9.
- [5] BELDA, K., BÖHM, J. Prediktivní řízení pro mechatronické systémy. *Automatizace*. 2007, roč. 50, č. 4, s. 272-274. ISSN 0005-125X.
- [6] BOBÁL, V. *Adaptivní a prediktivní řízení*. 1. vyd. Brno: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2008. 134 s. ISBN 978-80-7318-662-3.
- [7] BOBÁL, V. *Identifikace systémů*. 1. vyd. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2009. 129 s. ISBN 978-80-7318-888-7.
- [8] BOBÁL, V., BÖHM, J., PROKOP, R., FESSL, J. *Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: aplikace a implementace*. 1. vyd. Brno: nakladatelství VUTIUM, 1999. 242 s. ISBN 80-214-1299-2.
- [9] BONE, G. M., NING, S. High Steady-State Accuracy Pneumatic Servo Positioning System with PVA/PV Control and Friction Compensation. In: *International Conference on Robotics & Automation*. 2002, s. 2824-2829. ISBN 0-7803-7272-7.
- [10] CAMACHO, E. F., BORDONS, C. *Model Predictive Control*. 2. vyd. London: Springer-Verlag, 2004. 405 s. ISBN 1-85233-694-3.
- [11] CANDY, J. V. *Model-Based Signal Processing*. 1. vyd. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2006. 677 s. ISBN 978-0-471-23632-0.
- [12] CERHA, J. *Hydraulické a pneumatické servomechanismy II*. 1. vyd. Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2008. 189 s. ISBN 978-80-7372-297-5.
- [13] CORRIOU, J. P. *Process Control: Theory and Applications*. 1. vyd. London: Springer Verlag, 2004. 750 s. ISBN 1852337761.
- [14] FESTO. *Proportionální průtokové ventily MPYE* [online]. 2006. [cit. 2012-05-4]. Dostupné z WWW: < http://www.festo.com/cat/cs_cz/data/doc_cs/PDF/CZ/MPYE_CZ.PDF >
- [15] GOLUB, G. H., VAN LOAN, CH. F. *Matrix Computation*. 3. vyd. London: The Johns Hopkins University Press, 1996. 728 s. ISBN 0-8018-5414-8.
- [16] HAMALA, M. *Nelineárne programovanie*. 1. vyd. Bratislava: ALFA, 1972. 241 s.
- [17] HANUŠ, B., OLEHLA, M., MODRLÁK, O. *Číslicová regulace technologických procesů*. 1. vyd. Brno: nakladatelství VUTIUM, 2000. 316 s. ISBN 80-214-1460-X.

-
- [18] HAVLENA, V., ŠTECHA, J. *Moderní teorie řízení*. 2. vyd. Praha: Ediční středisko ČVUT, 2000. 297 s. ISBN 80-01-02095-9.
- [19] ISERMANN, R. *Digital Control Systems*. 2.vyd. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag, 2000. 336 s. ISBN 3-540-50266-1.
- [20] ISERMANN, R. Information Processing for Mechatronic system. *Robotics and Autonomous Systems*. 1996, roč. 19, č. 2., s. 117-134. ISSN 0921-8890.
- [21] KULHAVÝ, R. Restricted exponential forgetting in real-time identification. *Automatica*. 1987, roč. 23, č. 5, s. 589-600.
- [22] KULHAVÝ, R. Directional tracking of regression-type model parameters. In *2nd IFAC Workshop on Adaptive Systems in Control and Signal Processing*. 1986, s. 97 -102.
- [23] LAWSON, L. CH., HANSON, J. R. *Solving Least Squares Problems*. 1. vyd. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics, 1987. 350s. ISBN 0-13-822585-0.
- [24] LEDATO. *NanosG20: Technical Reference* [online]. 2010. [cit. 2012-05-04]. Dostupné z WWW:
< http://www.ledato.de/download/NanosG20_TechnicalReference.pdf >
- [25] LJUNG, L. *System Identification: Theory for the User*. 2. vyd. New Jersey: Prentice-Hall, 1999. 519 s. ISBN 0-13-881640-9.
- [26] MODRLÁK, O. *Základy analýzy a syntézy ve stavovém prostoru*. 1. vyd. Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2004. 82s.
- [27] MOORE, J. B., WEISS, H. Recursive Prediction Error Methods for Adaptive Estimation. *IEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*. 1979, roč. 9, č. 4, s. 1997-205. ISSN 0018-9472.
- [28] NAVRÁTIL, P. *Metody průběžné identifikace pro návrh samočinně se nastavujících regulátorů: disertační práce*. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2007. 119 s.
- [29] NOSKIEVIČ, P. *Modelování a identifikace systémů*. 1. vyd. Ostrava: MOTANEX, 1999. 276 s. ISBN 80-7225-030-2.
- [30] ORDYS, A. W., CLARKE, D. W. A state-space description for GPC Controllers. *International Journal of Systems Science*. 1993, roč. 24, č. 9, s. 1727-1744. ISSN 0020-7721.
- [31] PIVOŇKA, J. *Tekutiny a mechanismy*. 1.vyd. Praha: SNTL, 1987. 623 s.
- [32] SIMA, V. *Algorithms for Linear-Quadratic optimization*. 1.vyd. New York: Marcel Dekker, Inc., 1996. 382 s. ISBN 0-8247-9612-8.
- [33] SÖDERSTRÖM, T., STOICA, P. *System Identification*. Cambridge: Prentice Hall, 1989. 612 s. ISBN 0-13-127606-9.
- [34] SÖDERSTRÖM, T., LJUNG, L. *Theory and Practice of Recursive Identification*. London: The MIT Press, 1983. 551s. ISBN 0-262-62058-8.
-

-
- [35] SOUČEK, P. *Servomechanismy*. 1. vyd. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1984. 207s.
- [36] STREJC, V. *Stavová teorie lineárního diskrétního řízení*. 1. vyd. Praha: Academia, 1978. 374 s.
- [37] ŠULC, B., VÍTEČKOVÁ, M. *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. 1.vyd. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. 333 s. ISBN 80-01-03007-5.
- [38] ŠVARC, I., ŠEDA, M., VÍTEČKOVÁ, M. *Automatické řízení*. 1. vyd. Brno: Akademické nakladatelství CERM, Brno, 2007. 323s. ISBN 978-80-214-3491-2.
- [39] TAKAHASHI, Y., AUSLANDER, D. M. Parametereinstellung bei Linearen DDC-algorithmen. *Regelungstechnik und Prozessdatenverarbeitung*. 1971, roč. 19, s. 237-284.
- [40] VARSEVELD, B. R., BONE, G. M. Accurate Position Control of a Pneumatic Actuator Using On/Off Solenoid Valves. *ASME Transactions on Mechatronics*. 1997, roč. 2, čís. 3, s.195-204. ISBN 1083-4435.
- [41] WANG, L. *Model Predictive Control Design and Implementation Using MATLAB®*. 1. vyd. London: Springer-Verlag, 2009. 393 s. ISBN 978-1-84882-330-3.

Vlastní publikační činnost

- [1] MATOUŠEK, P. Position Control of Pneumatic Actuator with Compensation of Nonlinearities. In *10th International Conference - Process Control 2012*. Pardubice: Univerzita Pardubice, 2012. ISBN 978-80-7395-500-7.
- [2] MATOUŠEK, P., MOUČKA, M. Influence of Load on Accuracy of Positioning of Pneumatic System . In *Automatizácia a Riadenie v Teórii a Praxi 2012*. Košice: Technická univerzita Košiciach, 2012, s. 44/1-44/10. ISBN 978-80-553-0835-7.
- [3] MOUČKA, M., MATOUŠEK, P. Modeling of Air Flow in Pneumatic Hoses. In *Automatizácia a Riadenie v Teórii a Praxi 2012*. Košice: Technická univerzita Košiciach, 2012, s. 50/1-50/8. ISBN 978-80-553-0835-7.
- [4] MATOUŠEK, P. Microprocessor System Designated for Control Pneumatic Actuator. *Journal of Applied Science in the Thermodynamics and Fluid Mechanics* [online]. 2011, roč. 5, č. 2 [cit. 2012-05-04]. Dostupné z WWW: <<http://astfm.tul.cz>>. ISSN 1802-9388.
- [5] MATOUŠEK, P., MOUČKA, M. Design of Predictive Control of Pneumatic Servosystem with Constrains on Control Signal. In *6th International Conference Manufacturing Systems: Today and Tomorrow*. Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2011. ISBN 978-80-7372-774-1.
- [6] MATOUŠEK, P., MOUČKA, M. Highly Accurate Positional Servo Pneumatic System. In *30. Setkání kateder mechaniky tekutin a termomechaniky, Špindlerův Mlýn 2011*. Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2011, s. 149-155. ISBN 978-80-7372-747-5.
- [7] MATOUŠEK, P., MOUČKA, M. Predictive Regulation of Pneumatic Servomechanism. *Journal of Applied Science in the Thermodynamics and Fluid Mechanics* [online]. 2011, roč. 5, č. 1 [cit. 2012-05-04]. Dostupné z WWW: <<http://astfm.tul.cz>>. ISSN 1802-9388.
- [8] MATOUŠEK, P. Predictive Control of Servo Pneumatic System. *Annals of Faculty Engineering Hunedoara* [online]. 2011, roč. 9, č. 2 [cit. 2012-05-04]. Dostupné z WWW: <<http://annals.fih.upt.ro>>. ISSN 1584-2665.
- [9] MATOUŠEK, P., MOUČKA, M. Regulation of Pneumatic Positional Servomechanism. *Journal of Applied Science in the Thermodynamics and Fluid Mechanics* [online]. 2010, roč. 4, č. 1 [cit. 2012-05-04]. Dostupné z WWW: <<http://astfm.tul.cz>>. ISSN 1802-9388.
- [10] MATOUŠEK, P. Elevator with Possibility of Control by Mobile Phone. *Acta Technica Corviniensis – Bulletin of Engineering* [online]. 2010, roč. 3, č. 3 [cit. 2012-05-04]. Dostupné z WWW: <<http://acta.fih.upt.ro>>. ISSN 2067-3809.

- [11] MATOUŠEK, P. Adaptive Control of Pneumatic Servomechanism. In *International Symposium on Advanced Engineering & Applied Management – 40th Anniversary in Higher Education*. Hunedoara: University Politehnica Timisoara, 2010, s. 115 – 120. ISBN 978-973-0-9340-7.
- [12] MATOUŠEK, P., MOUČKA, M. Identification of Pneumatic Positional Servomechanism. *Journal of Applied Science in the Thermodynamics and Fluid Mechanics* [online]. 2010, roč. 4, č. 1 [cit. 2012-05-04]. Dostupné z WWW: <<http://astfm.tul.cz>>. ISSN 1802-9388.
- [13] MATOUŠEK, P. Adaptivní regulace pneumatického polohového servomechanismu. In *Principia Cybernetica 2010*. Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2010, s. 55 – 60. ISBN 978-80-3372-639-3.
- [14] MATOUŠEK, P. Model of Electro-pneumatic Elevator with Control by Mobile Phone. *Journal of Applied Science in the Thermodynamics and Fluid Mechanics* [online]. 2009, roč. 3, č. 1 [cit. 2012-05-04]. Dostupné z WWW: <<http://astfm.tul.cz>>. ISSN 1802-9388.

Seznam příloh

Příloha A: Tabulky, odvození.....	120
Příloha B: Elektronická schémata.....	130
Příloha C: Výkresová dokumentace.....	143

Seznam obrázků a tabulek

Obrázky

Obr. 3.1: Blokové schéma obecného lineárního stochastického modelu [Ljung, 1999].....	22
Obr. 5.1: Algoritmická struktura samočinně se nastavujícího regulátoru [Bobál, 2009]....	37
Obr. 6.1: Schéma pneumatického servosystému	48
Obr. 6.2: Rozváděčová skříň 1	49
Obr. 6.3: Rozváděčová skříň 2	49
Obr. 6.4: Pneumatická soustava	49
Obr. 6.5: Proporcionální průtokový ventil MPYE	50
Obr. 6.6: Pohled na vedení válce a zatěžující přípravek	51
Obr. 6.7: Řídicí systém PXI	52
Obr. 7.1: Vliv napájecího tlaku na průběh polohy pístu	53
Obr. 7.2: Průběh polohy pístu v závislosti na zdvihu šoupátka	54
Obr. 7.3: Průběh polohy pístu při buzení průtokového ventilu skoky napětí různé velikosti	56
Obr. 7.4: Průběh řídicího napětí na proporcionálním průtokovém ventilu	56
Obr. 7.5: Naměřený a simulovaný průběh polohy pístu	57
Obr. 7.6: Rozdíl mezi naměřeným a simulovaným průběhem polohy pístu	57
Obr. 7.7: Identifikace pneumatické servosystému metodou středního průběhu	58
Obr. 7.8: Rozdíl mezi měřenou polohou pístu a simulací modelu	59
Obr. 7.9: Průběh chyby predikce (RPEM1 / (3, 3, 3), $\hat{\Theta}_i(0) = 0$, $C_{ii}(0) = 10^3$)	63
Obr. 8.1: Průběh žádané rychlosti pístu v_w ($v_w = 0,8\text{m}$)	65
Obr. 8.2: Generovaná dráha pohybu pístu y_{wp}	66
Obr. 8.3: Průběh regulace pneumatické soustavy s PI regulátorem s pevně danou strukturou	67
Obr. 8.4: Průběh regulační odchylky	68
Obr. 8.5: Schéma regulace pneumatické soustavy s adaptivním PSD regulátorem	68
Obr. 8.6: Průběh regulace s adaptivním PSD regulátorem založeným na modifikovaném Ziegler-Nicholově kritériu	69
Obr. 8.7: Průběh regulační odchylky	69
Obr. 8.8: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $A(z^{-1})$	70
Obr. 8.9: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $B(z^{-1})$	70
Obr. 8.10: Průběh složek stavového vektoru, které byly jednak vypočítávány ze stavového popisu pneumatické soustavy $\{x_1(k), x_2(k), x_3(k)\}$ a jednak odhadovány navrženým estimátorem redukovaného řádu $\{x_{1M}(k) = x_1(k), x_{2E}(k), x_{3E}(k)\}$	72

Obr. 8.12: Průběh odhadu stavového vektoru estimátorem redukováného řádu, jehož struktura byla aktualizována v každé periodě vzorkování odhadovanými parametry ARMAX modelu.....	73
Obr. 8.13: Schéma regulace pneumatické soustavy s LQ regulátorem.....	75
Obr. 8.14: Průběh regulace pneumatické soustavy s LQ regulátorem založeným na minimalizaci kritéria řízení (5.3).....	76
Obr. 8.15: Průběh regulační odchylky.....	77
Obr. 8.16: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $A(z^{-1})$	77
Obr. 8.17: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $B(z^{-1})$	77
Obr. 8.18: Průběh regulace pneumatické soustavy s LQ regulátorem založeným na minimalizaci kritéria řízení (5.14).....	78
Obr. 8.19: Průběh regulační odchylky.....	78
Obr. 8.20: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $A(z^{-1})$	78
Obr. 8.21: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $B(z^{-1})$	79
Obr. 8.22: Schéma regulace pneumatické soustavy s prediktivním regulátorem bez omezujících podmínek	79
Obr. 8.23: Průběh regulace pneumatické soustavy s prediktivním regulátorem bez omezujících podmínek	80
Obr. 8.24: Průběh regulační odchylky.....	81
Obr. 8.25: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $A(z^{-1})$	81
Obr. 8.26: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu – polynom $B(z^{-1})$	81
Obr. 8.27: Schéma regulace pneumatické soustavy s prediktivní regulátorem s omezením amplitudy akčního zásahu a jeho přírůstku.....	83
Obr. 8.28: Průběh regulace pneumatické soustavy s prediktivním regulátorem s omezením amplitudy akčního zásahu.....	83
Obr. 8.29: Průběh regulační odchylky.....	84
Obr. 8.30: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu – polynom $A(z^{-1})$	84
Obr. 8.31: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu – polynom $B(z^{-1})$	84
Obr. 8.32: Průběh akčního zásahu ($u_{\max} = 0,8$, $u_{\min} = -0,8$)	85
Obr. 10.1: Výrobce udávaná průtoková charakteristika ventilu MPYE [Festo, 2006]	89
Obr. 10.2: Část naměřené průtokové charakteristiky ventilu MPYE.....	89
Obr. 10.3: Schéma regulace pneumatického systému s kompenzacemi jeho nelineárních vlastností.....	92
Obr. 10.4: Průběh regulace pneumatického systému s kompenzacemi jeho nelineárních vlastností.....	93
Obr. 10.5: Průběh regulační odchylky.....	93
Obr. 10.6: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu – polynom $A(z^{-1})$	93
Obr. 10.8: Průběh akčního zásahu ($u_{\max} = 0,8$, $u_{\min} = -0,8$)	94

Obr. 10.9: Průběh tlaků uvnitř pneumatického válce	94
Obr. 11.1: Průběh polohy pístu při různé míře zatížení	95
Obr. 11.2: Průběh regulační odchylky	95
Obr. 11.3: Průběh polohy pístu při postupném zvyšování zatížení po 5kg	97
Obr. 11.4: Průběh regulační odchylky	97
Obr. 11.5: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $A(z^{-1})$	98
Obr. 11.6: Průběh odhadů parametrů ARMAX modelu - polynom $B(z^{-1})$	98
Obr. 11.7: Průběh akční veličiny ($u_{\max} = 0,8$, $u_{\min} = -0,8$)	99
Obr. 11.8: Průběh tlaků uvnitř pneumatického válce	99
Obr. 12.1: Vývojový modul NanosG20	101
Obr. 12.2: Blokové schéma zapojení elektronického obvodu regulátoru	102
Obr. 12.3: Osazená DPS s periferiemi pro ovládání elektropneumatických prvků	103
Obr. 12.4: Elektronický obvod regulátoru pneumatického systému	103
Obr. 12.5: Vývojový diagram řídicího algoritmu	105
Obr. 12.6: Uživatelský program pro nastavení parametrů řídicího algoritmu regulátoru ..	106
Obr. 12.7: Průběh regulace pneumatické soustavy elektronickým obvodem regulátoru ..	107
Obr. 12.8: Průběh regulační odchylky	107

Tabulky

Tab. 7.1: Parametry obrazového přenosu (7.1) stanovené zvolenými metody identifikace	59
Tab. 7.2: Vyhodnocení porovnání metod průběžné identifikace (ARMAX model) provedené podle kvadratického kritéria chyby predikce (7.8) a s počátečními podmínkami	63
Tab. 7.3: Vyhodnocení porovnání metod průběžné identifikace (ARX model) provedené podle kvadratického kritéria chyby predikce (7.8) a s počátečními podmínkami	62
Tab. 8.1: Parametry PI regulátoru	66
Tab. 8.2: Opravné koeficienty Takahashiho regulátoru	69
Tab. 9.1: Vyhodnocení průběhů regulačních pochodů	87

Příloha A

Tabulky, odvození

Tab. A.1: Porovnání struktur obrazového přenosu servosystému

Struktura obrazového přenosu	Hodnota porovnávacího kritéria
$G(s) = \frac{b_0}{a_1 s}$	365,0471
$G(s) = \frac{b_0}{a_2 s^2 + a_1 s}$	18,1964
$G(s) = \frac{b_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	168,4115
$G(s) = \frac{b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	18,2025
$G(s) = \frac{b_0}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	763,0812
$G(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_2 s^2 + a_1 s}$	3,7018
$G(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	1,9947
$G(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	1,9888
$G(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	4,5899
$G(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_2 s^2 + a_1 s}$	2,4892
$G(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	2,2005
$G(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	1,9319
$G(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	4,4316
$G(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	2,3842
$G(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	1,8729
$G(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	1,8922
$G(s) = \frac{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	2,0114
$G(s) = \frac{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s}$	1,8629

Tab. A.2: Parametry přenosu servosystému (7.1) získané identifikací odezvy $y_p(k)$ na skok řídicího napětí

Řídicí napětí MPYE ventilu [V]	b_1	b_0	a_3	a_2	a_1	s_1	s_2	s_1
4,70	0,0072	0,0018	0,0121	0,0214	0,0026	-1,6321	-0,1306	0,0000
4,65	0,0179	-0,0016	0,0192	0,0197	-0,0020	-1,1214	0,0933	0,0000
4,60	0,0148	-0,0030	0,0056	0,0109	-0,0024	-2,1514	0,2016	0,0000
4,55	0,0303	-0,0079	0,0052	0,0161	-0,0047	-3,3917	0,2674	0,0000
4,50	0,0113	-0,0038	0,0013	0,0046	-0,0018	-3,8020	0,3520	0,0000
4,45	0,0188	-0,0074	0,0016	0,0066	-0,0030	-4,4578	0,4151	0,0000
4,40	0,1276	-0,0552	0,0086	0,0406	-0,0208	-5,2064	0,4669	0,0000
4,35	0,0239	-0,0099	0,0012	0,0074	-0,0037	-6,7087	0,4650	0,0000
4,30	0,0266	-0,0112	0,0012	0,0077	-0,0041	-6,7495	0,4924	0,0000
4,25	0,0328	-0,0156	0,0016	0,0088	-0,0054	-5,9151	0,5541	0,0000
4,20	0,0273	0,0076	0,0009	0,0089	0,0001	-9,3724	-0,0123	0,0000
4,15	0,0365	-0,0040	0,0013	0,0105	-0,0033	-8,5320	0,2985	0,0000
4,10	0,0660	0,0130	0,0022	0,0200	-0,0019	-9,3652	0,0942	0,0000
4,05	0,0727	-0,0456	0,0026	0,0173	-0,0144	-7,4144	0,7474	0,0000
4,00	0,0194	0,0191	0,0005	0,0062	0,0026	-11,0191	-0,4362	0,0000

Tab. A.3: Porovnání metod průběžné identifikace podle chyby predikce (7.8) a s počátečními podmínkami:

$$\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}, \mathbf{C}_{ii}(0) = 10^{-3}, \varphi_{EF} = \varphi_{DF} = \varphi_{ADF}(0) = 0,99, \lambda(0) = 0,001, \rho = 0,99, v(0) = 10^{-6}$$

ARX model – řád (3, 3)						
Metoda rekurzivní identifikace	Bez filtru	Klouzavý průměr	Savitzky-Golay	Bez filtru ⁽¹⁾	Klouzavý průměr ⁽¹⁾	Savitzky-Golay ⁽¹⁾
RLS	4,67505E-5	2,33699E-6	3,03620E-6	4,65901E-5	2,31289E-6	3,02763E-6
RLS - EF	4,51669E-5	1,44292E-6	1,54812E-6	4,61430E-5	1,39857E-6	1,53962E-6
RLS - DF	4,55696E-5	1,98942E-6	2,62436E-6	4,54012E-5	1,96541E-6	2,61584E-6
RLS - ADF	4,51638E-5	1,32691E-6	1,92725E-6	4,50055E-5	1,30406E-6	2,00948E-6
RIV1	1,60785E-3	2,86912E-3	4,87330E-4	1,60785E-3	2,86910E-3	4,87321E-4
RIV2	5,93411E-5	3,16179E-6	4,17669E-6	5,91827E-5	3,13759E-6	4,16805E-6

Pozn.: (1) - do výpočtu chyby predikce nebylo započítáno prvních 30 iterací

Tab. A.4: Porovnání metod průběžné identifikace podle chyby predikce (7.8) a s počátečními podmínkami:

$\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}$ nastaven na konečné hodnoty získané při identifikaci s počátečními parametry z tab. A.3, $C_{ii}(0) = 10^3$, $\varphi_{EF} = \varphi_{DF} = \varphi_{ADF}(0) = 0,99$, $\lambda(0) = 0,001$, $\rho = 0,99$, $v(0) = 10^{-6}$

ARX model – řád (3, 3)						
Metoda rekurzivní identifikace	Bez filtru	Klouzavý průměr	Savitzky-Golay	Bez filtru ⁽¹⁾	Klouzavý Průměr ⁽¹⁾	Savitzky – Golay ⁽¹⁾
RLS	4,63671E-5	1,16097E-6	1,69375E-6	4,58831E-5	1,14673E-6	1,68682E-6
RLS - EF	4,58722E-5	1,04754E-6	1,31909E-6	4,53711E-5	1,03504E-6	1,31052E-6
RLS - DF	4,52428E-5	1,10939E-6	1,54841E-6	4,48986E-5	1,09598E-6	1,54212E-6
RLS - ADF	4,54373E-5	1,03851E-6	1,17355E-6	4,49561E-5	1,02468E-6	1,13984E-6
RIV1	1,63350E-3	3,09513E-3	4,35913E-4	1,63170E-5	3,09490E-3	4,35801E-4
RIV2	7,39394E-5	1,21232E-6	2,38591E-6	7,36624E-5	1,19253E-6	2,37881E-6

Pozn.: (1) - do výpočtu chyby predikce nebylo započítáno prvních 30 iterací

Tab. A.5: Porovnání metod průběžné identifikace podle chyby predikce (7.8) a s počátečními podmínkami:

$\hat{\Theta}^T(0) = [0,1 \ 0,2 \ 0,3 \ 0,4 \ 0,5 \ 0,6]$, $C_{ii}(0) = 10^3$, $\varphi_{EF} = \varphi_{DF} = \varphi_{ADF}(0) = 0,99$, $\lambda(0) = 0,001$, $\rho = 0,99$, $v(0) = 10^{-6}$

ARX model - řád (3, 3)						
Metoda rekurzivní identifikace	Bez filtru	Klouzavý průměr	Savitzky-Golay	Bez filtru ⁽¹⁾	Klouzavý průměr ⁽¹⁾	Savitzky – Golay ⁽¹⁾
RLS	1,32736E-2	1,31859E-2	1,31319E-2	4,69273E-5	2,51827E-6	3,24768E-6
RLS - EF	0,13272E-2	1,31839E-2	1,31302E-2	4,52974E-5	1,67552E-6	2,11748E-6
RLS - DF	0,13271E-2	1,31856E-2	1,31315E-2	4,57331E-5	2,20138E-6	2,86489E-6
RLS - ADF	1,32718E-2	1,31842E-2	1,31305E-2	4,51495E-5	1,52378E-6	1,78665E-6
RIV1	1,71057E-2	4,69799E-1	3,85130E-2	1,60546E-3	2,95241E-3	4,98951E-4
RIV2	1,32887E-2	1,31876E-2	1,31341E-2	6,20294E-5	4,24242E-6	5,46008E-6

Pozn.: (1) - do výpočtu chyby predikce nebylo započítáno prvních 30 iterací

Tab. A.6: Porovnání metod rekurzivní identifikace podle chyby predikce (7.8) v závislosti na parametru $C_{ii}(0)$, bez použití filtru a při počátečních podmínkách:

$$\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}, \varphi_{EF} = \varphi_{DF} = \varphi_{ADF}(0) = 0,99, \lambda(0) = 0,001, \rho = 0,99, v(0) = 10^{-6}$$

ARX model - řád (3, 3)										
Metoda rekurzivní identifikace	/ $C_{ii}(0)$	10000	1000	100	10	1	0,1	0,01	0,001	0,0001
RLS		4,62664E-5	4,67505E-5	5,15678E-5	8,06594E-5	2,96812E-4	2,38948E-3	2,31068E-2	2,23555E-1	1,87673
RLS - EF		4,54097E-5	4,51669E-5	4,61511E-5	6,22205E-5	1,45043E-4	5,27540E-4	3,52072E-3	2,03178E-2	1,50728E-1
RLS - DF		4,52259E-5	4,55617E-5	4,96832E-5	7,56485E-5	2,39918E-4	1,47289E-3	9,86825E-3	5,26963E-2	1,89674E-1
RLS - ADF		4,50649E-5	4,51638E-5	4,66457E-5	5,86827E-5	1,15240E-4	6,68031E-4	3,06969E-3	1,16984E-2	4,17666E-2
RIV1		1,63261E-3	1,60785E-3	1,28287E-3	2,84010E-4	4,08681E-4	1,46584E-1	6,39817	4,77511E5	4,88670E5
RIV2		8,08729E-5	5,93411E-5	6,35066E-5	1,32861E-4	7,06042E-4	5,72587E-3	5,4439E-2	5,19251E-1	4,27623

Tab. A.7: Porovnání metod rekurzivní identifikace podle chyby predikce (7.8) v závislosti na parametrech $\varphi_{DF}, \varphi_{DF}, \varphi_{ADF}(0)$, bez použití filtru a při počátečních podmínkách:

$$\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}, C_{ii}(0) = 10^3, \lambda(0) = 0,001, \rho = 0,99, v(0) = 10^{-6}$$

ARX model - řád (3, 3)										
Metoda rekurzivní identifikace	$\varphi_{EF},$ / $\varphi_{DF},$ $\varphi_{ADF}(0)$	1,2	1,15	1,10	1,05	1,00	0,95	0,90	0,82	0,80
RLS - EF		20,04063	14,89731	2,217324	1,08934E-2	4,63505E-5	1,06502E-1	2,97552E-2	2,88091E-2	1,17033E-2
RLS - DF		5,62165E-3	1,06264E-3	1,18282E-4	5,57783E-5	4,67505E-5	4,55696E-5	4,51696E-5	4,50785E-5	4,54212E-5
RLS - ADF		4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,5164E-5

Tab. A.8: Porovnání metody rekurzivní identifikace podle chyby predikce (7.8) v závislosti na parametru ρ , bez použití filtru a při počátečních podmínkách:

$$\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}, C_{ii}(0) = 10^3, \varphi_{ADF}(0) = 0,99, \lambda(0) = 0,001, v(0) = 10^{-6}$$

ARX model - řád (3, 3)									
Metoda rekurzivní identifikace / ρ	1,06	1,04	1,02	1,01	1	0,99	0,98	0,96	0,94
RLS - ADF	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51607E-5	4,51493E-5	4,5144E-5

Tab. A.9: Porovnání metody rekurzivní identifikace podle chyby predikce (7.8) v závislosti na parametru $v(0)$, bez použití filtru a při počátečních podmínkách:

$$\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}, C_{ii}(0) = 10^3, \varphi_{ADF}(0) = 0,99, \lambda(0) = 0,001, \rho = 0,99$$

ARX model – řád (3, 3)									
Metoda identifikace rekurzivní / $v(0)$	1E0	1E-1	1E-2	1E-3	1E-4	1E-5	1E-6	1E-7	1E-8
RLS - ADF	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,51638E-5	4,5164E-5

Tab.A.10: Porovnání metody rekurzivní identifikace podle chyby predikce (7.8) v závislosti na parametru $\lambda(0)$, bez použití filtru a při počátečních podmínkách:

$$\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}, C_{ii}(0) = 10^3, \varphi_{ADF}(0) = 0,99, v(0) = 10^{-6}, \rho = 0,99$$

ARX model – řád (3, 3)									
Metoda rekurzivní identifikace / $\lambda(0)$	1000	100	10	1	0,1	0,01	0,001	0,0001	0,0001
RLS - ADF	4,69766E-5	4,56468E-5	4,56038E-5	4,53019E-5	4,51913E-5	4,51694E-5	4,51638E-5	4,51619E-5	4,5154E-5

Tab. A.11: Porovnání metod průběžné identifikace podle chyby predikce (7.8) a s počátečními podmínkami:

$$\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}, C_{ii}(0) = 10^3$$

ARMAX model - řád (3, 3, 1), (3, 3, 2), (3, 3, 3)							
Metoda rekurzivní identifikace	Struktura modelu	Bez filtru	Klouzavý průměr	Savitzky-Golay	Bez filtru ⁽¹⁾	Klouzavý průměr ⁽¹⁾	Savitzky-Golay ⁽¹⁾
RELS1	(3, 3, 1)	5,05914E-5	2,82073E-6	3,37695E-6	5,04304E-5	2,79669E-6	3,36844E-6
RELS1	(3, 3, 2)	4,26077E-5	3,17838E-6	3,48529E-6	4,24447E-5	3,15434E-6	3,47580E-6
RELS1	(3, 3, 3)	4,33763E-5	3,43476E-6	3,57121E-6	4,32135E-5	3,41072E-6	3,56273E-6
RELS2	(3, 3, 1)	5,08588E-5	2,79174E-6	3,36371E-6	5,06977E-5	2,76769E-6	3,35519E-6
RELS2	(3, 3, 2)	4,26114E-5	3,10906E-6	3,50997E-6	4,24487E-5	3,08503E-6	3,50147E-6
RELS2	(3, 3, 3)	4,33835E-5	3,31832E-6	3,61478E-6	4,32215E-5	3,29431E-6	3,60629E-6
RPEM1	(3, 3, 1)	4,19088E-5	2,33876E-6	2,98341E-6	4,17478E-5	2,31625E-6	2,96448E-6
RPEM1	(3, 3, 2)	4,24888E-5	2,31154E-6	2,73047E-6	4,23258E-5	2,28749E-6	2,72198E-6
RPEM1	(3, 3, 3)	4,13729E-5	2,29008E-6	2,72091E-6	4,12113E-5	2,26606E-6	2,71244E-6
RPEM2	(3, 3, 1)	4,19992E-5	2,34004E-6	2,97315E-6	4,18381E-5	2,31471E-6	2,97949E-6
RPEM2	(3, 3, 2)	4,25571E-5	2,31262E-6	2,73128E-6	4,23943E-5	2,28859E-6	2,72278E-6
RPEM2	(3, 3, 3)	4,17159E-5	2,29010E-6	2,72099E-6	4,15538E-5	2,66051E-6	2,71251E-6

Pozn.: (1) - do výpočtu chyby predikce nebylo započítáno prvních 30 iterací

Tab. A.12: Porovnání metod průběžné identifikace podle chyby predikce (7.8) a s počátečními podmínkami:

$\hat{\Theta}(0) = \mathbf{0}$ nastaven na konečné hodnoty získané při identifikaci s počátečními parametry z tab. A.11, $C_{ii}(0) = 10^3$

ARMAX model - řád (3, 3, 1), (3, 3, 2), (3, 3, 3)							
Metoda rekurzivní identifikace	Struktura modelu	Bez filtru	Klouzavý průměr	Savitzky-Golay	Bez filtru ⁽¹⁾	Klouzavý Průměr ⁽¹⁾	Savitzky-Golay ⁽¹⁾
RELS1	(3, 3, 1)	4,90827E-5	5,26162E-5	1,55233E-6	4,87926E-5	1,28006E-6	1,53905E-6
RELS1	(3, 3, 2)	4,57201E-5	1,35182E-6	1,64149E-6	4,54223E-5	1,32350E-6	1,61577E-6
RELS1	(3, 3, 3)	4,40244E-5	1,47043E-6	1,59677E-6	4,37321E-5	1,43399E-6	1,57521E-6
RELS2	(3, 3, 1)	4,79704E-5	5,34754E-5	1,53995E-6	4,77493E-5	1,27427E-6	1,52320E-6
RELS2	(3, 3, 2)	4,65572E-5	1,34709E-6	1,62191E-6	4,62886E-5	1,31113E-6	1,60134E-6
RELS2	(3, 3, 3)	4,49989E-5	1,43812E-6	1,59534E-6	4,47126E-5	1,39412E-6	1,57297E-6
RPEM1	(3, 3, 1)	4,00232E-5	4,15467E-5	1,58008E-6	3,96124E-5	1,14791E-6	1,57185E-6
RPEM1	(3, 3, 2)	4,17009E-5	1,04510E-6	1,39291E-6	4,13801E-5	1,03147E-6	1,38543E-6
RPEM1	(3, 3, 3)	3,51066E-5	1,03575E-6	1,30051E-6	3,47774E-5	1,02145E-6	1,29362E-6
RPEM2	(3, 3, 1)	4,00306E-5	4,16736E-5	1,58384E-6	3,97509E-5	1,15014E-6	1,57691E-6
RPEM2	(3, 3, 2)	4,18275E-5	1,04870E-6	1,39311E-6	4,15589E-5	1,03442E-6	1,38578E-6
RPEM2	(3, 3, 3)	3,62505E-5	1,03938E-6	1,30086E-6	3,59644E-5	1,02513E-6	1,29371E-6

Pozn.: (1) - do výpočtu chyby predikce nebylo započítáno prvních 30 iterací

Tab. A.13: Porovnání metod průběžné identifikace podle chyby predikce (7.8) a s počátečními podmínkami:

– řád modelu (3, 3, 1): $\hat{\Theta}^T(0) = [0,1 \ 0,2 \ 0,3 \ 0,4 \ 0,5 \ 0,6 \ 0,1]$, $C_{ii}(0) = 10^3$

– řád modelu (3, 3, 2): $\hat{\Theta}^T(0) = [0,1 \ 0,2 \ 0,3 \ 0,4 \ 0,5 \ 0,6 \ 0,1 \ 0,2]$, $C_{ii}(0) = 10^3$

– řád modelu (3, 3, 3): $\hat{\Theta}^T(0) = [0,1 \ 0,2 \ 0,3 \ 0,4 \ 0,5 \ 0,6 \ 0,1 \ 0,2 \ 0,3]$, $C_{ii}(0) = 10^3$

ARMAX model - řád (3, 3, 1), (3, 3, 2), (3, 3, 3)							
Metoda rekurzivní identifikace	Struktura modelu	Bez filtru	Klouzavý průměr	Savitzky-Golay	Bez filtru ⁽¹⁾	Klouzavý průměr ⁽¹⁾	Savitzky-Golay ⁽¹⁾
RELS1	(3, 3, 1)	1,32495E-2	1,31578E-2	1,31121E-2	5,19806E-5	6,46979E-6	7,32187E-6
RELS1	(3, 3, 2)	1,45345E-2	1,44405E-2	1,43869E-2	4,65435E-5	3,16408E-6	3,90451E-6
RELS1	(3, 3, 3)	1,70150E-2	1,69094E-2	1,68527E-2	4,68531E-5	2,51745E-6	3,24523E-6
RELS2	(3, 3, 1)	1,32804E-2	1,31898E-2	1,31317E-2	5,38771E-5	2,61181E-6	3,18191E-6
RELS2	(3, 3, 2)	1,32696E-2	1,42392E-2	1,41909E-2	4,30903E-5	2,51853E-6	3,04513E-6
RELS2	(3, 3, 3)	1,32685E-2	1,31858E-2	1,31316E-2	4,21371E-5	2,56482E-6	3,07410E-6
RPEM1	(3, 3, 1)	1,30984E-2	1,30039E-2	1,29588E-2	4,29311E-5	2,51914E-6	3,24698E-6
RPEM1	(3, 3, 2)	1,43344E-2	1,31857E-2	1,31315E-2	4,68882E-5	2,51508E-6	3,00487E-6
RPEM1	(3, 3, 3)	1,32686E-2	1,31855E-2	1,31314E-2	4,19777E-5	2,36292E-6	2,95571E-6
RPEM2	(3, 3, 1)	1,32686E-2	1,31858E-2	1,31418E-2	4,20565E-5	2,53377E-6	3,20979E-6
RPEM2	(3, 3, 2)	1,32793E-2	1,31857E-2	1,31315E-2	4,27856E-5	2,55130E-6	3,24624E-6
RPEM2	(3, 3, 3)	1,77793E-2	1,76838E-2	1,76099E-2	4,61031E-5	2,97447E-6	4,10702E-6

Pozn.: (1) - do výpočtu chyby predikce nebylo započítáno prvních 30 iterací

Tab. A.14: Porovnání metod rekurzivní identifikace podle chyby predikce (7.8) v závislosti na parametru $C_{ii}(0)$, bez použití filtru a při počátečních podmínkách:

$$\hat{\Theta}(0) = 0$$

ARMAX model - řád (3, 3, 1), (3, 3, 2), (3, 3, 3)										
Metoda rekurzivní identifikace	Řád modelu / $C_{ii}(0)$	10000	1000	100	10	1	0,1	0,01	0,001	0,0001
RELS1	(3, 3, 1)	4,88442E-5	5,05914E-5	5,55469E-5	8,03537E-5	2,96532E-4	2,38943E-3	2,30787E-2	2,22932E-1	1,88605
RELS1	(3, 3, 2)	4,29615E-5	4,26077E-5	4,55686E-5	7,51654E-5	2,96405E-4	2,39402E-3	2,30899E-2	2,22807E-1	1,89357
RELS1	(3, 3, 3)	4,29741E-5	4,33763E-5	4,54302E-5	7,35296E-5	2,97102E-4	2,40112E-3	2,31249E-2	2,23011E-1	1,89907
RELS2	(3, 3, 1)	4,92705E-5	5,08588E-5	5,56537E-5	8,05083E-5	2,96888E-4	2,38996E-3	2,31046E-2	2,22933E-1	1,88608
RELS2	(3, 3, 2)	4,39381E-05	4,26114E-5	4,55779E-5	7,51717E-5	2,96356E-4	2,39385E-3	2,31021E-2	2,23502E-1	1,89365
RELS2	(3, 3, 3)	4,53681E-5	4,33835E-5	4,54343E-5	7,35203E-5	2,97181E-4	2,40081E-3	2,31240E-2	2,23006E-1	1,89923
RPEM1	(3, 3, 1)	4,10735E-5	4,19088E-5	5,08773E-5	8,03446E-5	2,96523E-4	2,38938E-3	2,31001E-2	2,23525E-1	1,86201
RPEM1	(3, 3, 2)	4,13081E-5	4,24888E-5	4,47424E-5	7,46397E-5	2,95527E-4	2,39003E-3	2,30895E-2	2,23485E-1	1,84754
RPEM1	(3, 3, 3)	2,74916E-5	4,13729E-5	4,59296E-5	7,25035E-5	2,94494E-4	2,39007E-3	2,30787E-2	2,22810E-2	1,82337
RPEM2	(3, 3, 1)	4,11028E-5	4,19992E-5	5,09172E-5	8,04894E-5	2,96876E-4	2,38995E-3	2,31046E-2	2,23525E-1	1,86209
RPEM2	(3, 3, 2)	4,16644E-5	4,25571E-5	4,47864E-5	7,46753E-5	2,95534E-4	2,39001E-3	2,31022E-2	2,23502E-1	1,84771
RPEM2	(3, 3, 3)	2,99047E-5	4,17159E-5	4,60013E-5	7,25247E-5	2,9599E-4	2,39010E-3	2,31002E-2	2,23486E-1	1,83361

A.1 Transformace normální formy říditelnosti pro návrh estimátoru redukováného řádu

Pro popis pneumatické soustavy ve stavovém prostoru byla zvolena Normální forma říditelnosti (viz. podkapitola 8.4.1)

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{M}\mathbf{x}(k) + \mathbf{N}u(k), \quad \text{A.1}$$

$$y(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}u(k), \quad \text{A.2}$$

kde

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_3 & -a_2 & -a_1 \end{bmatrix}, \mathbf{N} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [b_3 - b_0 a_3 \quad b_2 - b_0 a_2 \quad b_1 - b_0 a_1], \mathbf{D} = [0]. \quad \text{A.3}$$

Pro transformaci stavového vektoru platí

$$\tilde{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{x}(k), \quad \text{A.4}$$

kde

$$\tilde{\mathbf{x}}(k) = \begin{bmatrix} x_{1M}(k) \\ x_{2E}(k) \\ x_{3E}(k) \end{bmatrix}, \mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} b_3 - b_0 a_3 & b_2 - b_0 a_2 & b_1 - b_0 a_1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix}. \quad \text{A.5}$$

Transformační matici \mathbf{T} lze upravit na tvar ($b_0 = 0$):

$$\mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} b_3 & b_2 & b_1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} 1/b_3 & -b_2/b_3 & -b_1/b_3 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad \text{A.6}$$

Transformací stavového popisu daného rovnicemi (A.1) a (A.2) obdržíme

$$\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{M}_T \tilde{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{N}_T u(k), \quad \text{A.7}$$

$$y(k) = \mathbf{C}_T \tilde{\mathbf{x}}(k), \quad \text{A.8}$$

kde

$$\mathbf{M}_T = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{M}\mathbf{T} = \begin{bmatrix} -(a_3 b_1)/b_3 & b_3 - a_2 b_1 + (a_3 b_1 b_2)/b_3 & b_2 - a_1 b_1 + (a_3 b_1^2)/b_3 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_3/b_3 & (a_3 b_2)/b_3 - a_2 & (a_3 b_1)/b_3 - a_1 \end{bmatrix}, \quad \text{A.9}$$

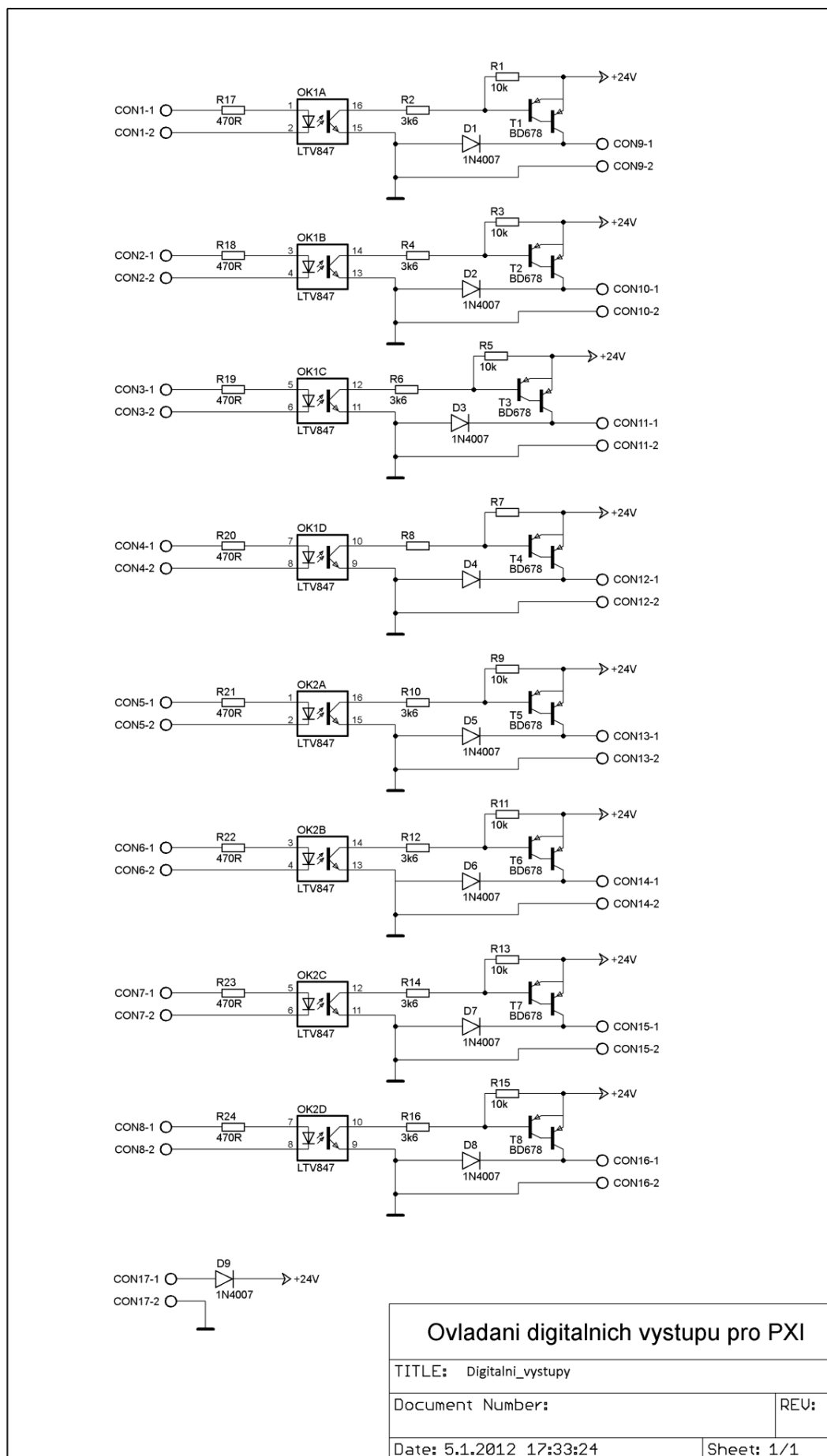
$$\mathbf{N}_T = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{N} = \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \text{A.10}$$

$$\mathbf{C}_T = \mathbf{C}\mathbf{T} = [1 \quad 0 \quad 0] \quad \text{A.11}$$

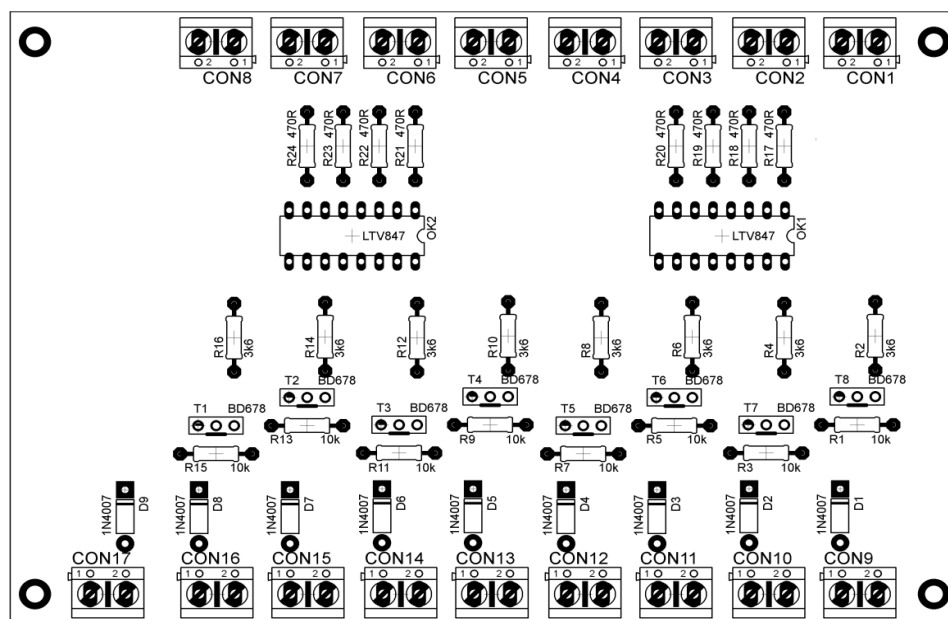
Při regulaci pneumatické soustavy docházelo k dělení nulou, jestliže $b_3 = 0$ nebo $b_2 = 0$.

Příloha B

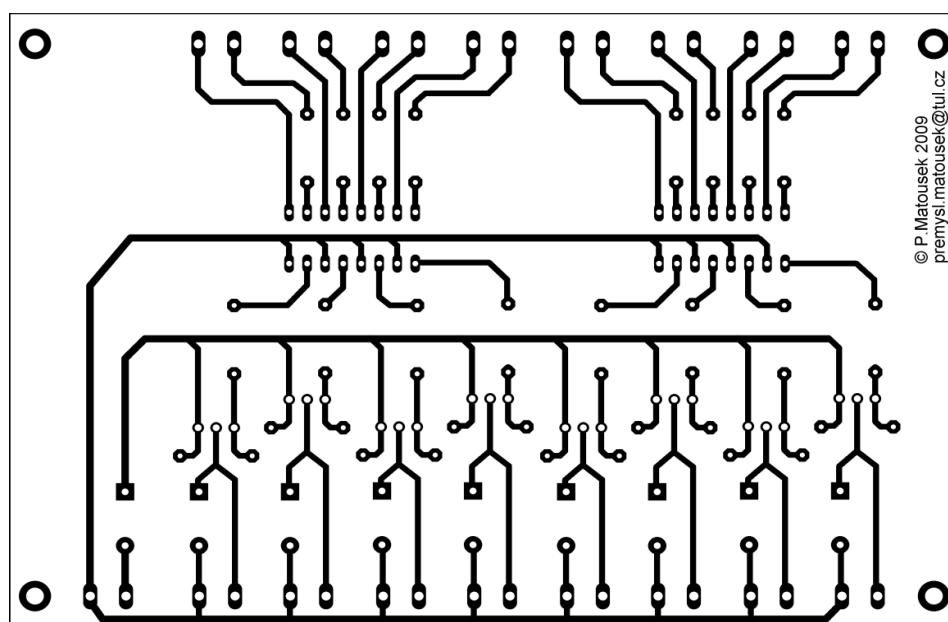
Elektronická schémata



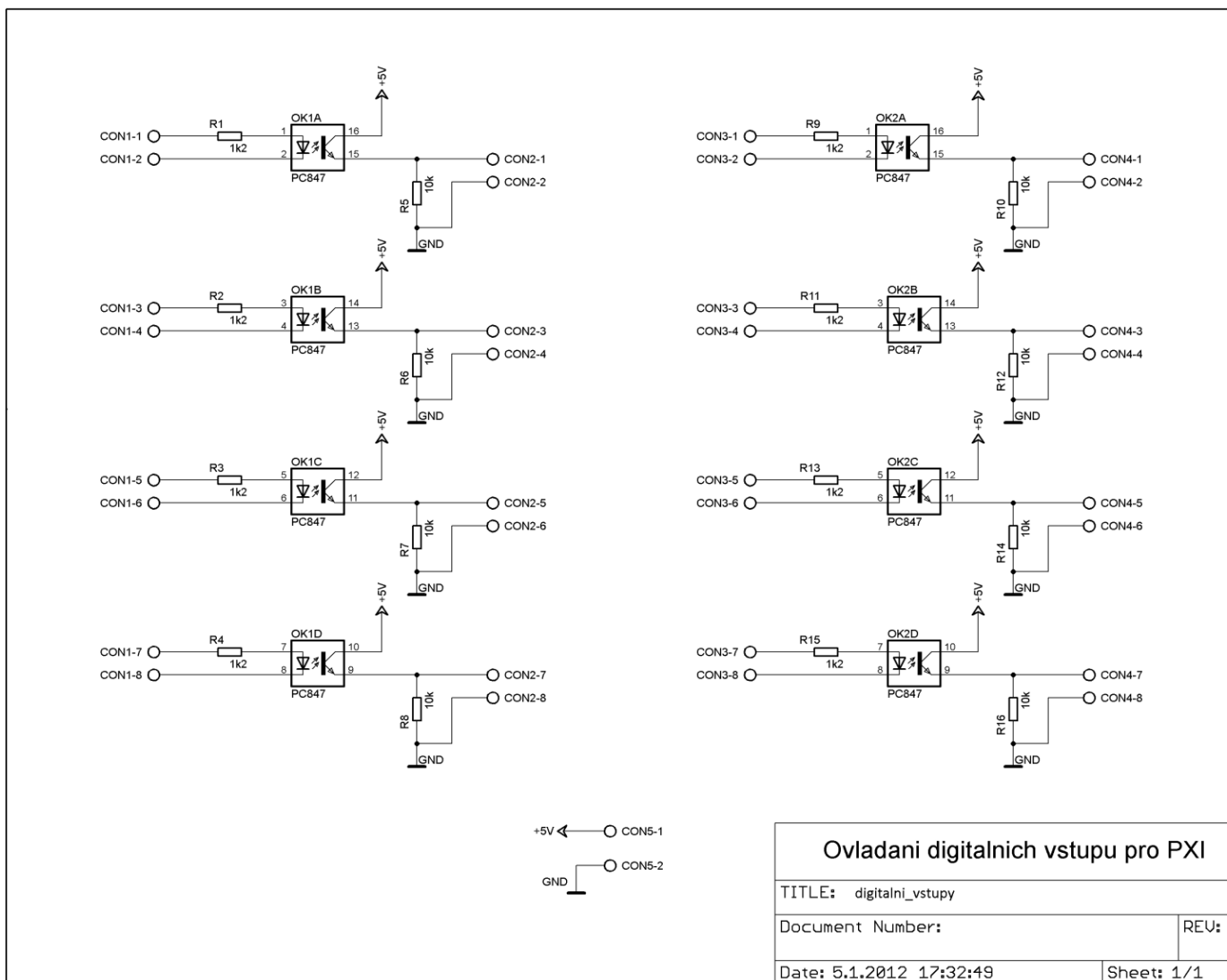
Obr. B.1: Schéma zapojení obvodu pro ovládání digitálních výstupů



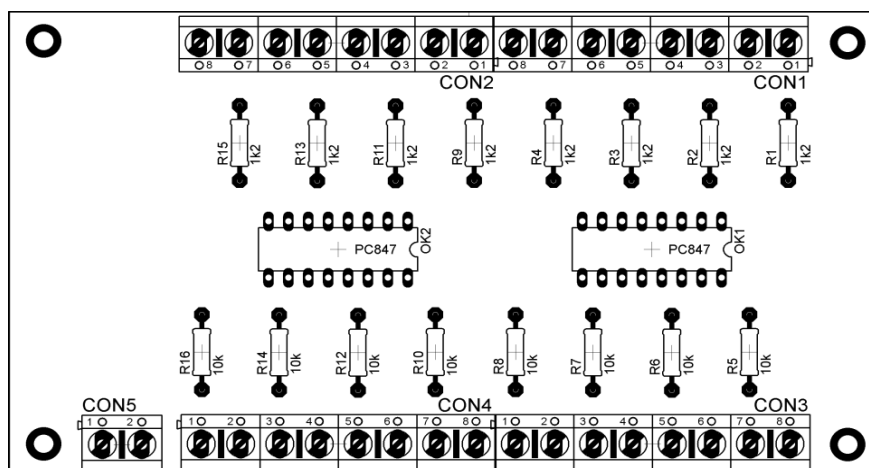
Obr. B.2: Osazovací obrazec obvodu pro ovládání digitálních výstupů



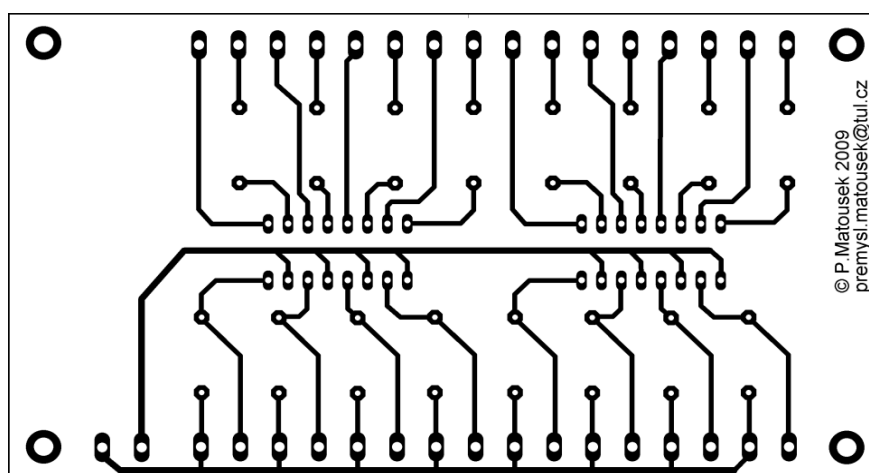
Obr. B.3: Obrazec plošného spoje obvodu pro ovládání digitálních výstupů



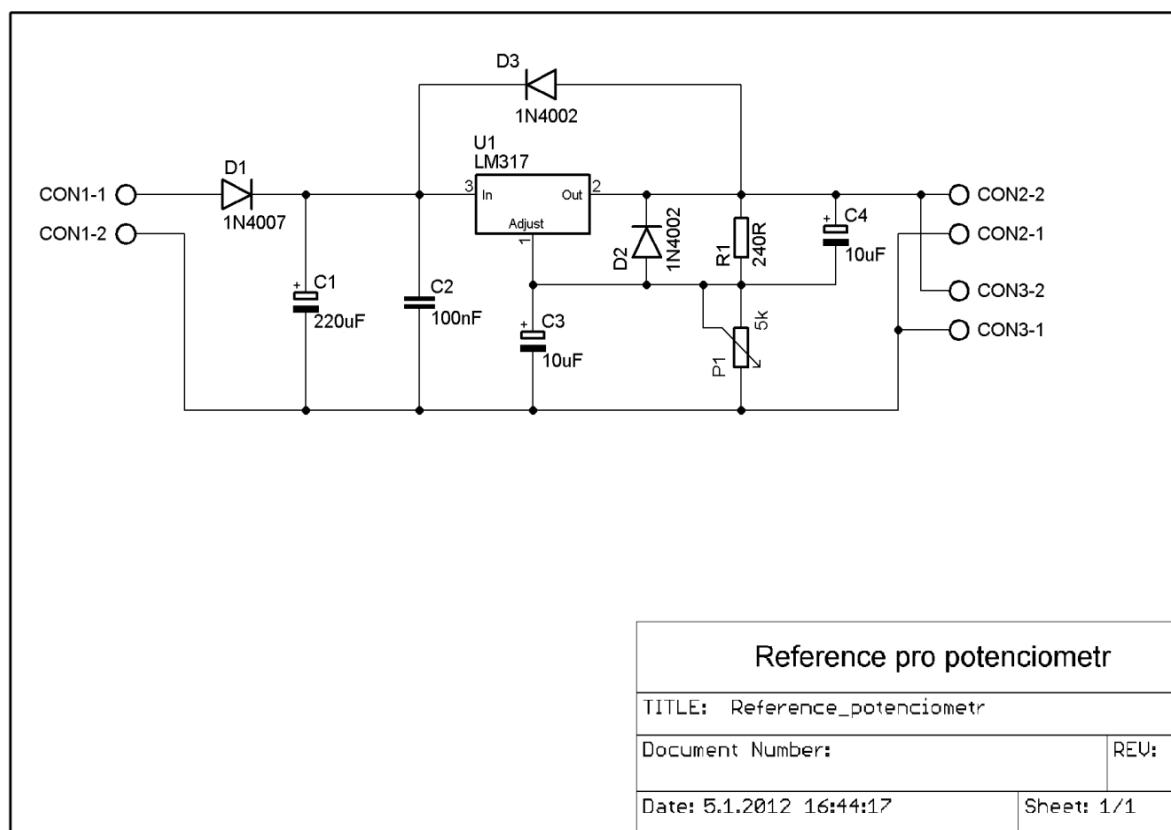
Obr. B.4: Schéma zapojení obvodu pro ovládání digitálních vstupů



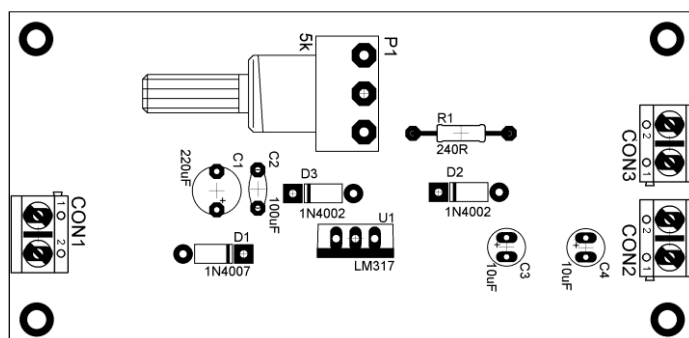
Obr. B.5: Osazovací obrazec obvodu pro ovládání digitálních vstupů



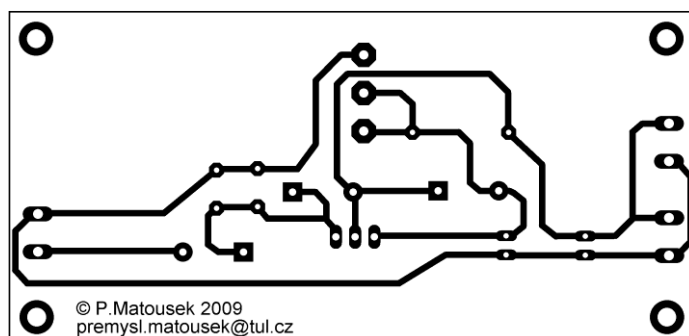
Obr. B.6: Obrazec plošného spoje obvodu pro ovládání digitálních vstupů



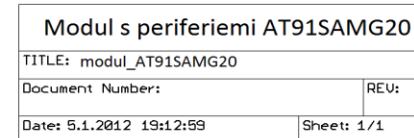
Obr. B.7: Schéma zapojení zdroje referenčního napětí pro potenciometrický snímač



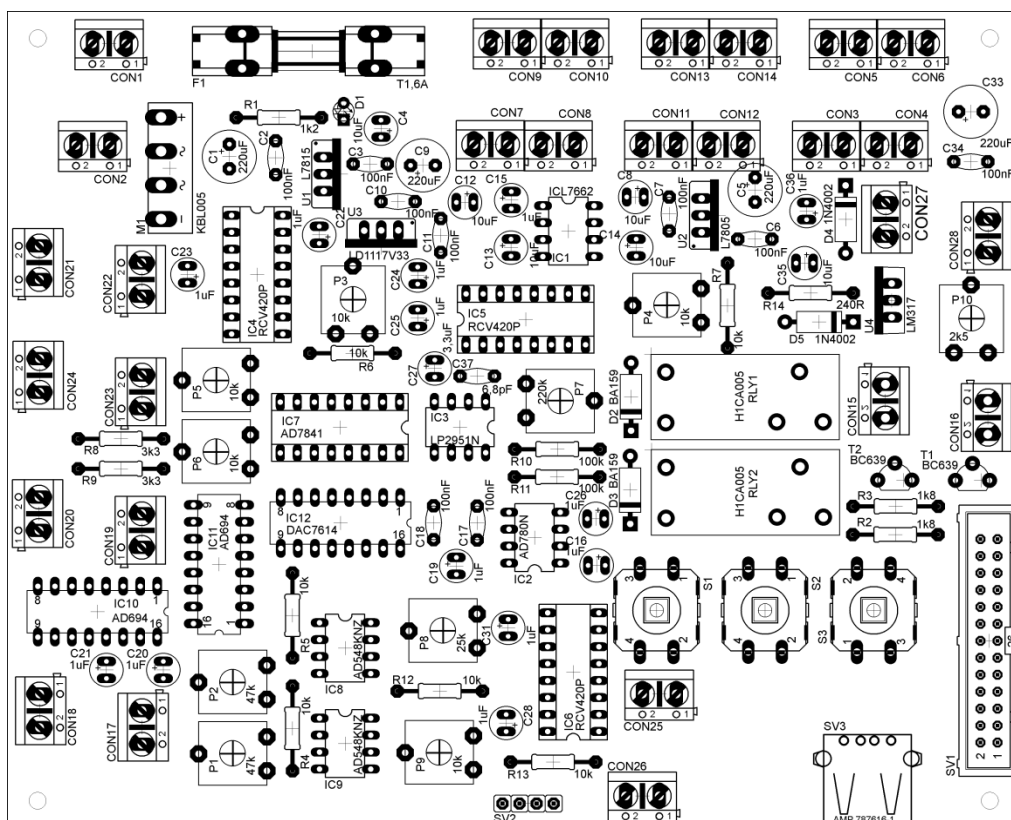
Obr. B.8: Osazovací obrazec zdroje referenčního napětí pro potenciometrický snímač



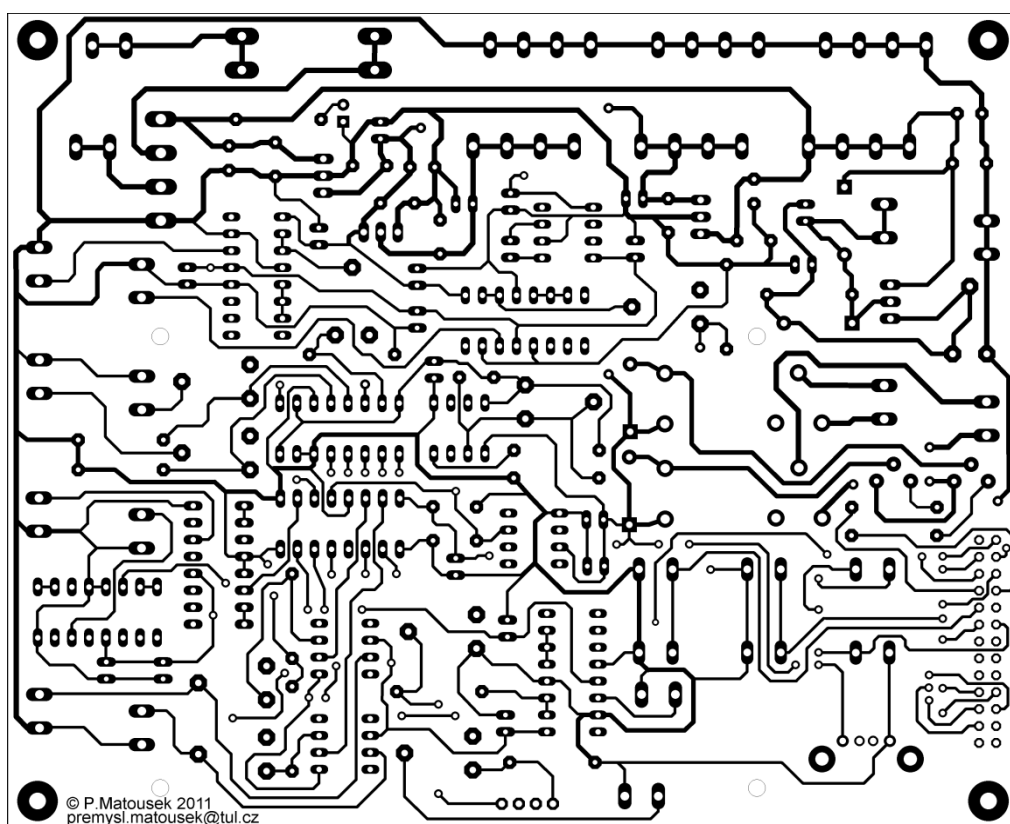
Obr. B.9: Obrazec plošného spoje zdroje referenčního napětí pro potenciometrický snímač



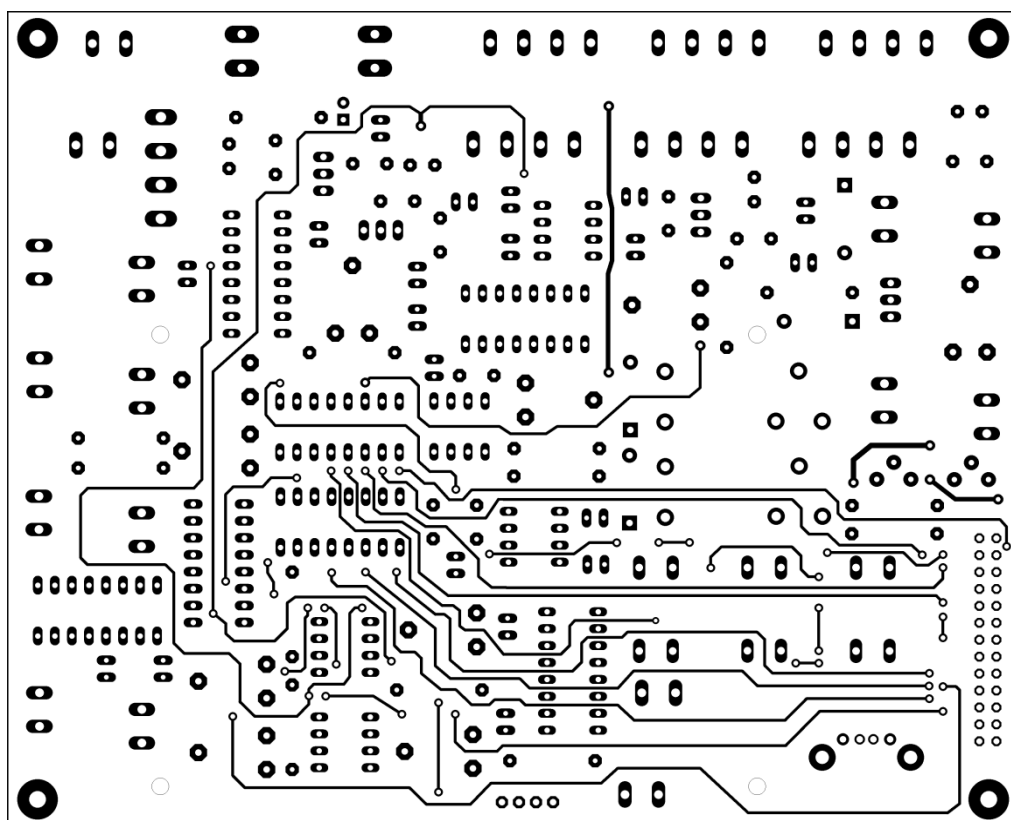
Obr. B.10: Schéma zapojení obvodu s periferiemi



Obr. B.11: Osazovací obrazec obvodu s periferiemi



Obr. B.12: Osazovací obrazec obvodu s periferiemi (strana spoľu)



Obr. B.13: Osazovací obrazec obvodu s periferiemi (strana součástek)

Tab. B.1: Seznam součástek obvodu pro ovládání digitálních výstupů

Počet	Název	Popis	Součást na DPS
17	DG301-5.0-2P12	Svorkovnice do DPS; rozteč 5.0mm; 2 piny	CON1 - CON 17
9	1N4007	Usměrňovací dioda; 1000V; 1A	D1 - D9
2	LTV847	Integrovaný obvod: optočlen, 4 kanály, tranzistorový výstup 35V	OK1, OK2
8	M06W-10K	Metalizovaný rezistor; 0,6W; 10kΩ	R1, R3, R5, R7, R9, R11, R13, R15
8	M06W-3K6	Metalizovaný rezistor; 0,6W; 3,6kΩ	R2, R4, R6, R8, R10, R12, R14, R16
8	M06W-470R	Metalizovaný rezistor; 0,6W; 0,47kΩ	R17, R18, R19, R20, R21, R22, R23, R24
8	BD678	Tranzistor bipolární, PNP, 60V, 4A, Darlington	T1 - T8

Tab. B.2: Seznam součástek obvodu pro ovládání digitálních vstupů

Počet	Název	Popis	Součást na DPS
17	DG301-5.0-2P12	Svorkovnice do DPS; rozteč 5.0mm; 2 piny	CON1 - CON5
2	LTV847	Integrovaný obvod: optočlen, 4 kanály, tranzistorový výstup 35V	OK1, OK2
8	M06W-1K2	Metalizovaný rezistor; 0,6W; 1,2kΩ	R1, R2, R3, R4, R9, R11, R13, R15
8	M06W-10k	Metalizovaný rezistor; 0,6W; 10kΩ	R5, R6, R7, R8, R10, R12, R14, R16

Tab. B.3: Seznam součástek zdroje referenčního napětí pro potenciometrický snímač

Počet	Název	Popis	Součást na DPS
1	RD1V227M0811MBB	Elektrolytický kondenzátor; 220uF/35V; Ø8x11mm	C1
1	CCK-100N	Keramický kondenzátor; 100nF/100V ; rozteč 5mm	C2
2	CE-10/50PHT-TAS	Elektrolytický kondenzátor; 10uF/50V; Ø5x11mm	C3, C4
3	DG301-5.0-2P12	Svorkovnice do DPS; rozteč 5.0mm; 2 piny	CON1 - CON3

Tab. B.3: Seznam součástek zdroje referenčního napětí pro potenciometrický snímač (pokračování)

Počet	Název	Popis	Součást na DPS
1	1N4007	Usměrňovací dioda; 1000V; 1A	D1
2	1N4002	Usměrňovací dioda; 100V; 1A	D2, D3
1	M06W-1K2	Metalizovaný rezistor; 0,6W; 240Ω	R1
1	LM317	Integrovaný obvod: stabilizátor; nastavitelný; 1,5A; 1,2 - 37V	U1
1	R16110N-B5K	Potenciometr; uhlíkový; 0,1W; 5kΩ	P1

Tab. B.4: Seznam součástek obvodu s periferiemi

Počet	Název	Popis	Součást na DPS
4	RD1V227M0811MBB	Elektrolytický kondenzátor; 220uF/35V; Ø8x11mm	C1, C5, C9, C33
11	CCK-100N	Keramický kondenzátor; 100nF/100V ; rozteč 5mm	C2, C3, C6, C7, C10, C11 - C18, C29, C30, C34
6	CE-10/50PHT-TAS	Elektrolytický kondenzátor; 10uF/50V; Ø5x11mm	C4, C8, C12, C13 , C14, C35
13	CE-1/50PHT-TAS	Elektrolytický kondenzátor; 1uF/50V; Ø5x11mm	C15, C16, C19, C20, C21 - C26, C28, C31, C36
1	CCK-6P8	Keramický kondenzátor; 6,8pF/100V ; rozteč 5mm	C37
1	CE-3.3/100PHT	Elektrolytický kondenzátor; 3,3uF/63V; Ø5x11mm	C27
14	DG500B-5.0-2P14	Svorkovnice do DPS; patrová; rozteč 5.0mm; 2x2 piny	CON1 - 28
1	HB3B-143	LED dioda; 3mm; červená; 20 - 40 mcd; 40°	D1
2	BA159	Usměrňovací dioda; 1000V; 1A	D2, D3
2	1N4002	Usměrňovací dioda; 100V; 1A	D4, D5
2	FTR-H1CA005V	Elektromagnetické relé; SPDT; 5V DC; 10A	RLY1, RLY2
3	B3F-4000	Mikrospínač bez aretace	S1, S2, S3
2	BC639	Tranzistor NPN; 1A; 100V; 800mW	T1, T2
1	L7805CV	Integrovaný obvod: stabilizátor; nenastavitelný; 1,5A; 5V	U1
1	L7815CV	Integrovaný obvod: stabilizátor; nenastavitelný; 1,5A; 15V	U2

Tab. B.4: Seznam součástek obvodu s periferiemi (pokračování)

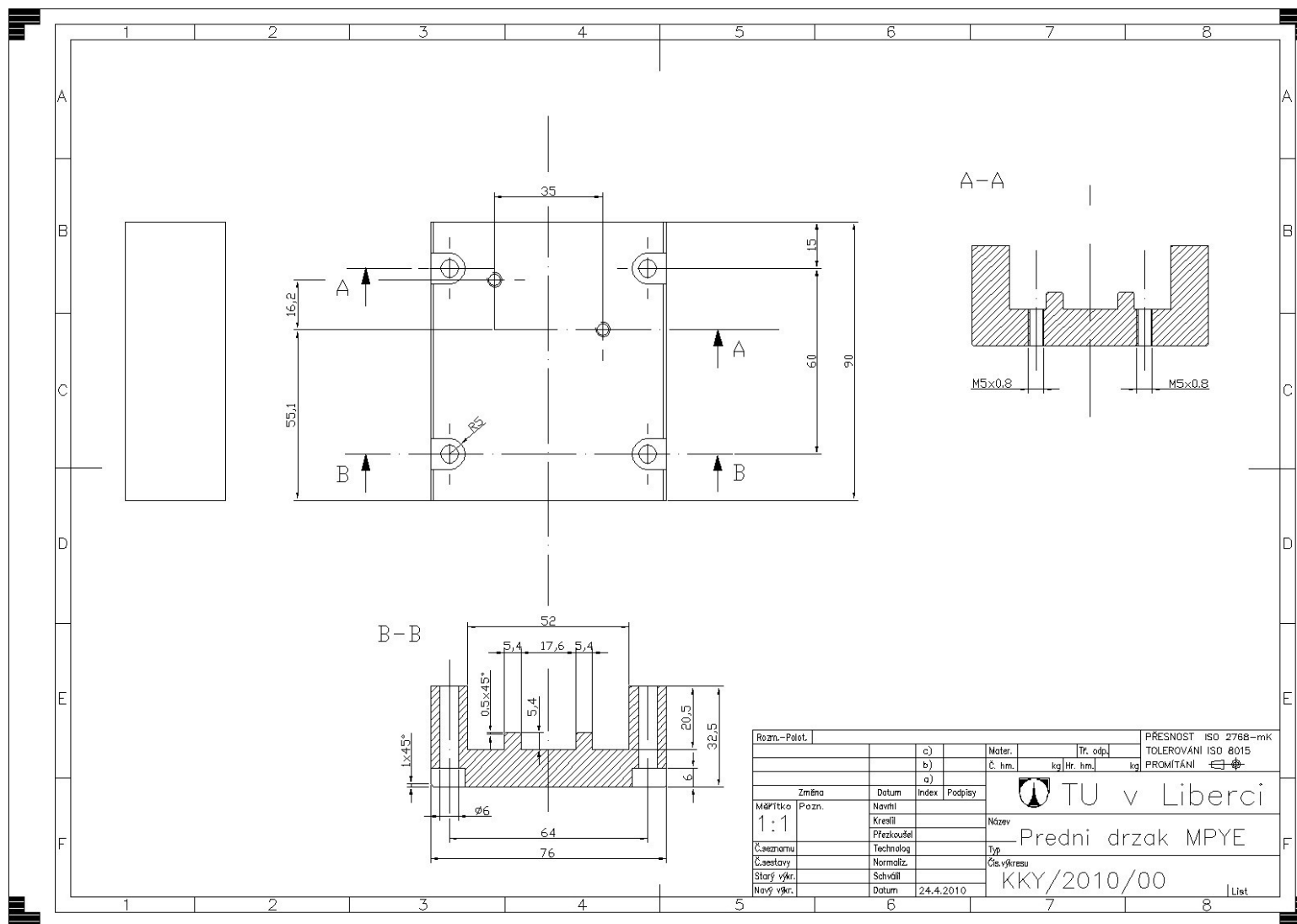
Počet	Název	Popis	Součást na DPS
1	LD1117V33	Integrovaný obvod: stabilizátor; nenastavitelný; 800mA; 3,3V	U3
1	LM317T	Integrovaný obvod: stabilizátor; nastavitelný; 1,5A; 1,2 - 37V	U4
1	0034.1519	Pojistka skleněná tavná; rychlá; 5x20mm; 2A; 250V AC	F1
1	0031.8231	Pouzdro trubičkové pojistky; 5x20mm; 16A	-
1	ICL7662CBA	Integrovaný obvod; měnič DC-DC; -1,5 - -20V; 20mA	IC1
1	AD780ANZ	Integrovaný obvod: napěťová reference; 2,5V	IC2
1	LP2951ACN	Integrovaný obvod stabilizátor; nastavitelný; 100mA; 1,24 - 39V	IC3
3	RCV420JP	Integrovaný obvod: current - loop receiver; 10mA	IC4, IC5, IC6
1	ADS7841P	Integrovaný obvod: A/D převodník; 12 bit; 200ksps	IC7
2	AD548KNZ	Integrovaný obvod: OZ; 1MHz; 4,5 - 18V	IC8, IC9
2	AD694JNZ	Integrovaný obvod: transmitter 4 - 20mA; 4,5 -36V	IC10, IC11
1	DAC7614P	Integrovaný obvod: D/A převodník; 12bit; 89ksps	IC12
1	KBL005	Usměrňovací můstek; 50V; 4A	M1
2	CA9V-47k	Potenciometr; uhlíkový; ležatý; 0,15W; 47kΩ	P1, P2
5	CA9V-10k	Potenciometr; uhlíkový; ležatý; 0,15W; 10kΩ	P3, P4, P5, P6, P9
1	CA9MV-220k	Potenciometr; uhlíkový; ležatý; 0,15W; 220kΩ	P7
1	CA9V-25k	Potenciometr; uhlíkový; ležatý; 0,15W; 25kΩ	P8
1	CA9V-2k5	Potenciometr; uhlíkový; ležatý; 0,15W; 2,5kΩ	P10
1	M06W-1K2	Metalizovaný rezistor; 0,6W; 1,2kΩ	R1
2	M06W-1K8	Metalizovaný rezistor; 0,6W; 1,8kΩ	R2, R3
6	M06W-10K	Metalizovaný rezistor; 0,6W; 10kΩ	R4, R5, R6, R7, R12, R13
2	M06W-3K3	Metalizovaný rezistor; 0,6W; 3,3kΩ	R8, R9
2	M06W-100K	Metalizovaný rezistor; 0,6W; 100kΩ	R10, R11

Tab. B.4: Seznam součástek obvodu s periferiemi (pokračování)

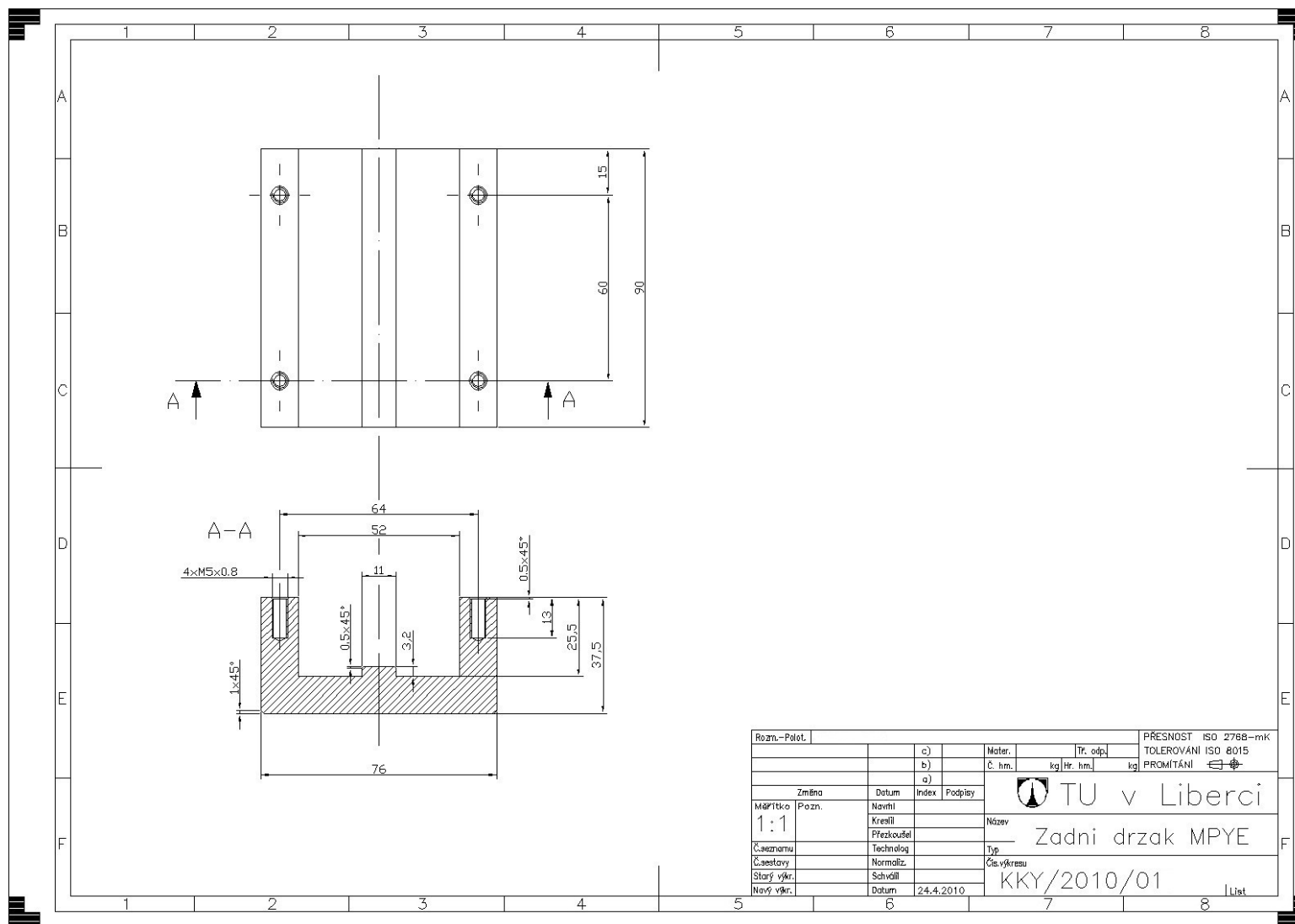
Počet	Název	Popis	Součást na DPS
1	M06W-240R	Metalizovaný rezistor; 0,6W; 240Ω	R14
1	ZL201-10G	Kolíková lišta do DPS; přímá; rozteč 2,54mm; 1x10(4) pinů	SV1
1	ZL231-26KG	Zásuvka; IDC; vidlice; 26 pinů; rozteč 2,54mm	SV2
1	USBA-G	Konektor USB A; zásuvka; úhlový	SV3
7	GOLD-16P	Precizní pouzdro DIL 16	-
5	GOLD-8P	Precizní pouzdro DIL 8	-

Příloha C

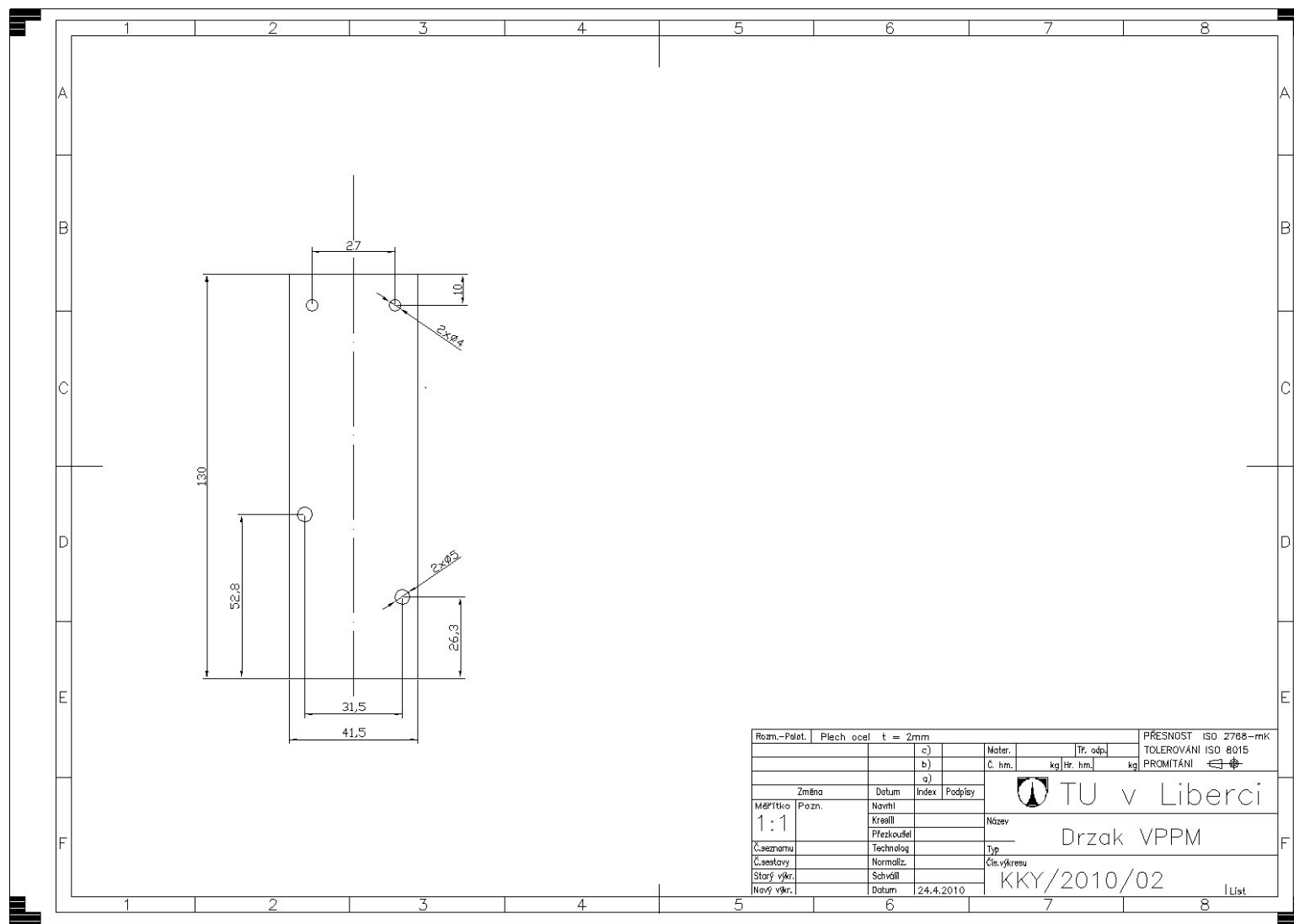
Technická dokumentace



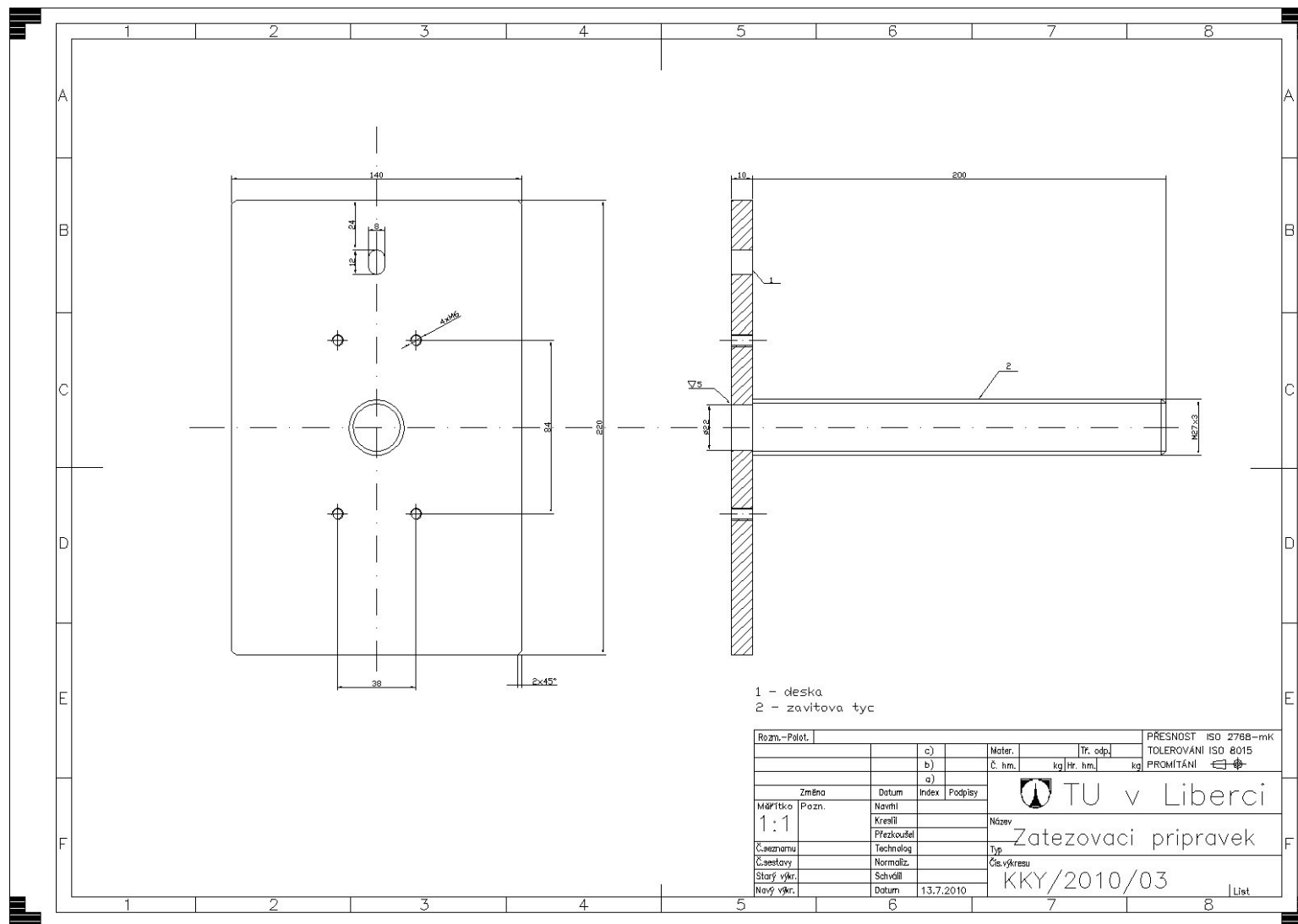
Obr. C.1: Přední část držáku pro proporcionální průtokový ventil MPYE



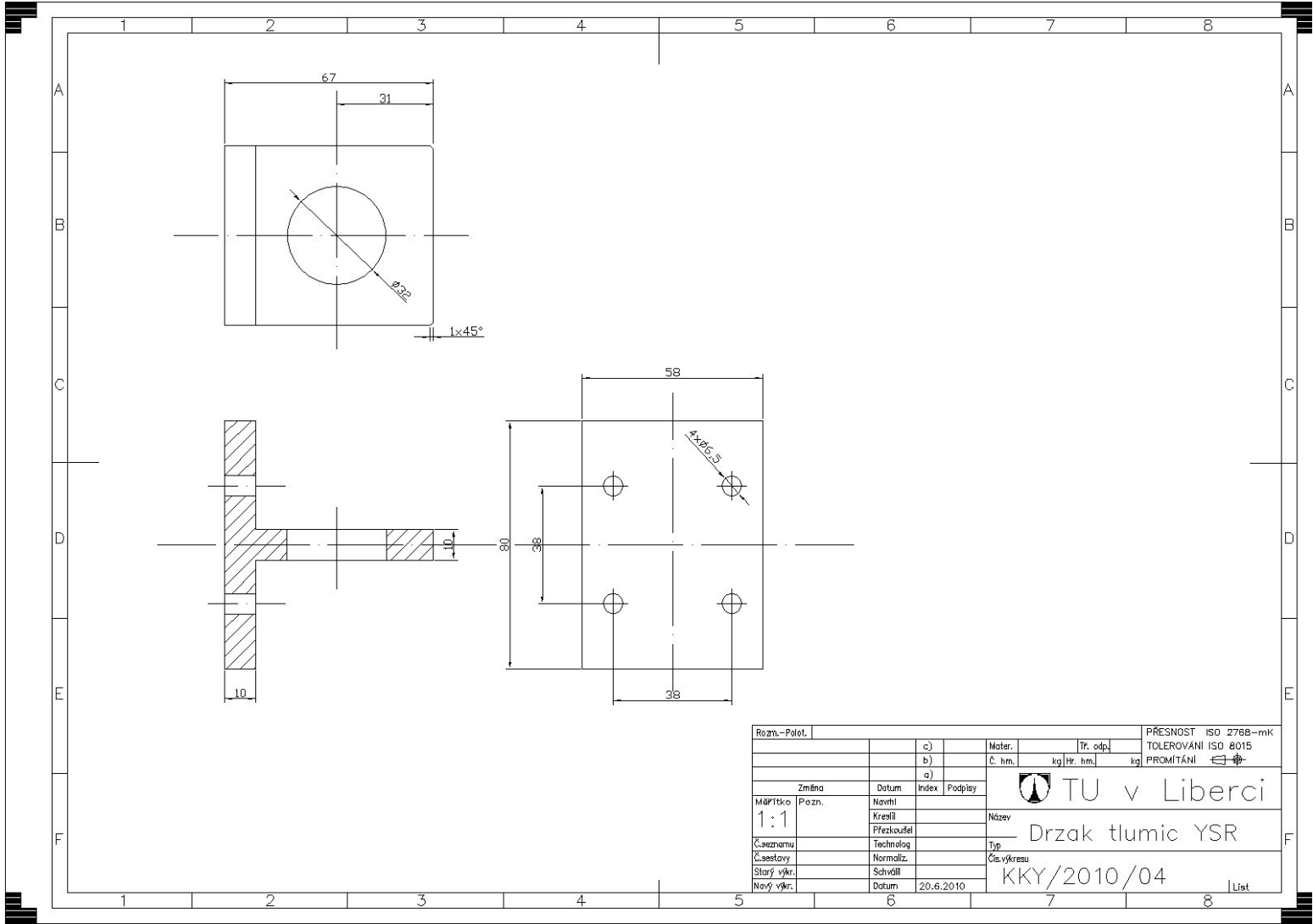
Obr. C.2: Zadní část držáku pro proporcionální průtokový ventil MPYE



Obr. C.3: Držák pro proporcionální tlakový ventil VPPM



Obr. C.4: Přípravek pro vkládání zatížení



Obr. C.5: Držák pro tlumič rázů YSR

